

А.Л.Драбкин
Е.Б.Коренберг

Антенны

Издательство «Радио и связь»

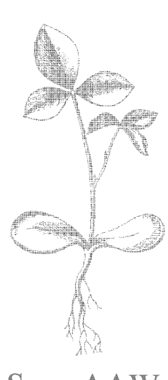


Основана в 1947 году
Выпуск 1173

А.Л.Драбкин
Е.Б.Коренберг

Антенны





Москва
«Радио и связь» 1992

ББК 32.845
Д 72
УДК 621.396.677

Рецензенты: канд. техн. наук В. А. Степанов, канд. техн. наук. Л. М. Капчинский

Драбкин А. Л., Коренберг Е. Б.
Д 72 Антенны. — М.: Радио и связь, 1992. — 144 с.: ил. — (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1173).
ISBN 5-256-00898-6.

В популярной форме дается представление об антенной технике. Основное внимание уделяется физической стороне явлений, а также практическому выполнению и электрическим характеристикам антенных устройств, в частности антенн для радиолюбителей. Рассматриваются особенности работы антенн различного назначения и в разных диапазонах волн.

Для широкого круга радиолюбителей.

Д72 $\frac{2303040502\text{-}025}{046(01)\text{—}92}$ 24—92 **ББК 32.845**

Научно-популярное издание

Массовая радиобиблиотека. Выпуск 1173

Драбкин Александр Лазаревич
Коренберг Ефрем Борисович
АНТЕННЫ

Руководитель группы МРБ И. Н. Суслова
Редактор О. В. Воробьева
Обложка художника А. С. Дзуцева
Художественный редактор Н. С. Шеин
Технический редактор Л. А. Горшкова
Корректор Н. Л. Жукова

ИБ 1918

Сдано в набор 17.06.91 Подписано в печать 24.12.91
Формат 60×90 1/16 Бумага тип. № 1 Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 9,0 Усл. кр.-отт. 9,25
Уч.-изд. л. 11,07 Тираж 25 000 экз. Изд. № 22541
Зак. № 75 С-025
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693
Типография издательства «Радио и связь». 101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

ISBN 5-256-00898-6

Глава 1.

РАСПРОСТРАНЕНИЕ БЕГУЩИХ РАДИОВОЛН

1.1. Бегущие волны в линии передачи

Упрощенная схема радиолиний передачи информации представлена на рис. 1.1. Элементами схемы являются: антенны, линии передачи, устройства для оптимального соединения линии передачи с антенной, передатчиком и приемником, а также естественная среда (в основном ею служит атмосфера Земли) между передающими и приемными антеннами.

В линиях передачи распространяются так называемые направляемые электромагнитные волны, т. е. волны, энергия которых движется вдоль искусственных направляющих систем.

Для объяснения процесса распространения бегущих волн в качестве направляющей системы возьмем линию передачи из двух прямолинейных параллельных проводов круглого сечения, размещенных в однородной среде. Будем полагать, что линия имеет бесконечную длину, а расстояние d между проводами линии во много раз меньше $\lambda/4$ (рис. 1.2), где λ — длина волны.

В сечениях линий, находящихся на расстоянии от генератора, напряжение будет отличаться от напряжения на выходе генератора потому, что на распространение электромагнитной энергии требуется определенное время, интервал которого зависит от скорости распространения электромагнитной энергии вдоль линии и расстояния от генератора (или, что одно и то же, — от входа линии).

Напряжение, приложенное к проводам линии, создает между ними электрическое поле, а ток, текущий по ним, — магнитное (рис. 1.3). Линия обла-

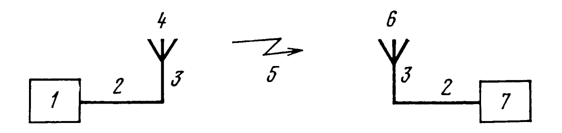


Рис. 1.1. Упрощенная схема радиолинии:

1 — передатчик; 2 — линия передачи (фидерная линия); 3 — устройство, согласующее линию передачи с антенной; 4 — передающая антенна; 5 — среда распространения свободных радиоволн; 6 — приемная антенна; 7 — приемник

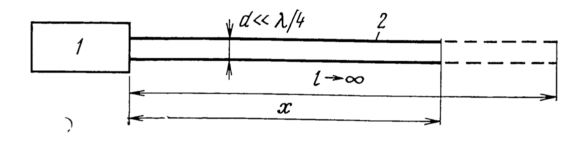


Рис. 1.2. Бесконечная двухпроводная линия передачи:

1 — генератор высокой частоты; 2 — линия передачи

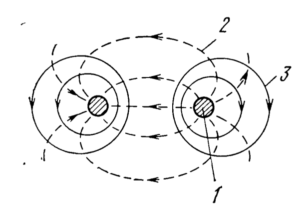


Рис. 1.3. Структура электрического и магнитного поля в сечении двухпроводной симметричной линии передачи:

1 — проводники линии передачи; *2* — линии электрического поля (— — —); *3* — линии магнитного поля (———)

дает емкостью и индуктивностью. Кроме того, провода линии имеют электрическое сопротивление, а если в пространстве между проводами среда поглощает электромагнитную энергию, то это эквивалентно наличию между ними электрической проводимости.

Для воображаемой линии передачи бесконечной длины имеются выражения для напряжения и тока в произвольном сечении линии:

$$u_x = U_{m0}\, e^{-\alpha x} \sin(2\pi f t - \beta x); \tag{1.1}$$

$$i_x = I_{m0}\, e^{-\alpha x} \sin(2\pi f t - \beta x); \tag{1.2}$$

$$z_в = U_{m0}/I_{m0}, \tag{1.3}$$

где u_x и i_x — напряжение и ток в сечении линии, находящемся на расстоянии x от генератора; U_{m0} и I_{m0} — амплитуды напряжения и тока на входе линии в сечении, где подключен генератор ($x=0$); $Z_в$ — волновое сопротивление линии, равное отношению амплитуды напряжения к амплитуде тока; α — коэффициент затухания, характеризующий уменьшение амплитуд тока и напряжения на единицу длины линии; f — частота колебаний, возбуждаемых генератором в линии; β — коэффициент фазы, равный изменению фазы колебания на единицу длины линии. Величины $Z_в$, α и β называют волновыми параметрами линии, так как они характеризуют распространение волны в линии.

Если линия без потерь находится в космическом безвоздушном пространстве, относительная диэлектрическая проницаемость которого равна единице ($\varepsilon_r=1$), то скорость распространения волны вдоль нее равна скорости света ($c=300\,000\,000$ м/с). Относительная диэлектрическая проницаемость воздуха $\varepsilon_r=1{,}000059$, и поэтому скорость распространения в линии, расположенной в атмосфере, будет примерно на 0,03% меньше скорости распространения в вакууме. Поскольку различие в скоростях невелико, будем полагать, что в воздухе скорость распространения волны равна скорости распространения в вакууме. В этом случае длина волны в линии равна скорости света, деленной на частоту. Так как затухание отсутствует, амплитуды напряжения и тока остаются постоянными вдоль линии.

1.2. Бегущие радиоволны в свободном пространстве

В отличие от линии передачи, направляющей электромагнитные волны, возбуждаемые генератором, вдоль проводов, в однородной безграничной среде, т. е. среде, одинаковой во всех направлениях и простирающейся в бесконечность, электромагнитные волны, возбуждаемые передающей антенной, распространяются по радиальным направлениям. Допустим, что существует источник, который равномерно излучает во всех направлениях (рис. 1.4). Такой источник называется изотропным. Излучаемая им мощность P_Σ, Вт, равно-

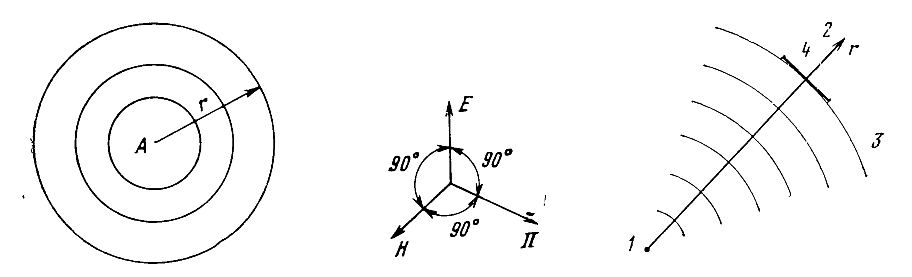


Рис. 1.4. Волны, излучаемые изотропным источником

Рис. 1.5. Взаимная ориентация векторов напряженности поля и вектора плотности потока мощности (вектора Пойнтинга):

E — напряженность электрического поля; *H* — напряженность магнитного поля; *П* — вектор Пойнтинга (совпадает по направлению с направлением распространения волны)

Рис. 1.6. Плоский фронт электромагнитной волны на большом расстоянии от источника излучения:

1 — источник излучения; *2* — направление распространения волны; *3* — сферический волновой фронт; *4* — участок сферического волнового фронта, в пределах которого его можно полагать плоским

мерно распределяется по всем направлениям. Если бы в среде отсутствовали потери, то вся излучаемая мощность проходила бы, например, через сферическую поверхность произвольного радиуса r. Как бы ни был велик радиус этой поверхности, проходящая через нее мощность будет равна P_Σ.

Введем понятие плотности потока мощности, как мощности, проходящей через поверхность, площадь которой равна 1 м². Обозначим ее буквой П. Поскольку площадь сферической поверхности равна $4\pi r^2$, м², то плотность потока мощности, Вт/м², равна

$$\Pi = P_\Sigma / 4\pi r^2. \tag{1.4}$$

В среде с потерями энергии, например в воде или горных породах, часть энергии, излучаемой источником, преобразуется в тепловую.

Электрические и магнитные поля характеризуются не только величиной, но и направлением. Они выражаются векторными величинами — напряженностью электрического поля E и напряженностью магнитного поля H. Вектора напряженностей электрического и магнитного полей на достаточно большом расстоянии от антенны лежат в плоскости, перпендикулярной направлению распространения, и одновременно перпендикулярны друг другу (рис. 1.5).

Напряженность электрического поля выражается в вольтах на метр (В/м). напряженность магнитного поля — в амперах на метр (А/м).

Отношение амплитуды напряженности электрического поля к амплитуде напряженности магнитного поля равно волновому сопротивлению свободного пространства

$$Z_0 = E_m / H_m = 120\pi \text{ Ом}. \tag{1.5}$$

Мгновенное значение напряженности электрического поля, создаваемого идеальным (гипотетическим) всенаправленным источником, может быть выражено через излучаемую этим источником мощность с помощью формулы

$$E_t = \frac{1}{r} \sqrt{60 P_\Sigma} \sin(2\pi f t - \beta r). \tag{1.6}$$

Изменение напряженности электрического поля волны во времени и пространстве выражается формулой, аналогичной формуле для напряжения бегущей волны в линии [см. (1.1)] с тем различием, что в ней есть множитель $1/r$, отражающий сферический характер расхождения волны в неограниченной среде и нет множителя затухания (для среды без потерь).

Рассматривая бегущие волны, нередко используют понятие о волновом фронте как поверхности, на всех точках которой волна имеет в данный момент одинаковую фазу. В свободном пространстве излучение источника, имеющего малый размер по сравнению с длиной волны, дает сферический волновой фронт. Распространение волны происходит по нормали к волновому фронту.

Очень часто при решении задач отражения, преломления и рассеяния электромагнитных волн допускают существование плоской волны, т. е. волны с плоским фронтом, на котором не только фазы колебаний, но и их амплитуды одинаковы. Хотя идеально плоского фронта в природе и технике не существует, однако вдали от источника участок поверхности волнового фронта, будучи сферическим, мало отличается от участка касательной плоскости (рис. 1.6). При отличии по фазе на краях участка меньше 4...5° (т. е. приращение расстояния на краях участка примерно 0,01 длины волны) для решения большинства практических задач, волну на этом участке, при условии одинаковой амплитуды напряженности поля на нем, можно полагать плоской.

Поляризация электромагнитных волн определяется направлением вектора напряженности электрического поля, который в общем случае может изменять направление и величину в течение периода колебаний.

Поляризация называется линейной, если за период колебаний конец вектора, представляющего собой мгновенное значение величины и направления электрического поля, описывает прямую линию в плоскости, перпендикулярной направлению распространения. При этом конец вектора напряженности магнитного поля также описывает прямую, но перпендикулярную вектору E и направлению распространения. Плоскость, определяемая направлением вектора электрического поля и направлением распространения, называется *плоскостью поляризации волны*. *Горизонтально поляризованной* называется волна, электрический вектор которой параллелен горизонтальной плоскости. Если же вектор напряженности электрического поля лежит в вертикальной плоскости, то волну называют *вертикально поляризованной.*

Возможна поляризация, при которой вектор напряженности электрического (а следовательно, и магнитного) поля не изменяет величины в течение периода колебаний, но вращается в плоскости, перпендикулярной направлению распространения, делая один полный оборот за период (рис. 1.7). Такая поляризация называется *круговой* или *поляризацией по кругу*. Круговая поляризация может быть получена суперпозицией двух волн, одна из которых поляризована горизонтально, а другая — вертикально. Причем у этих волн должны быть одинаковые амплитуды и частоты, а фазы в каждой точке среды отличаться на 90°.

В том случае, если амплитуды волн не одинаковы или разность фаз не равна 90°, конец вектора напряженности электрического поля будет описывать эллипс, форма и ориентация которого зависят от отношения амплитуд волн и разности фаз между ними (рис. 1.8). Такая поляризация волны называется *эллиптической*. Она является общим случаем поляризации волны. Линейно

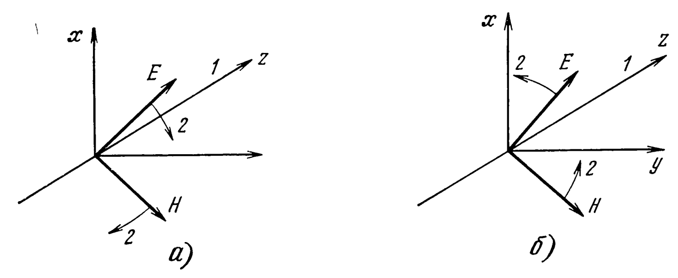


Рис. 1.7. Круговая поляризация:

а — правого вращения; *б* — левого вращения; *1* — направление распространения; *2* — направление вращения

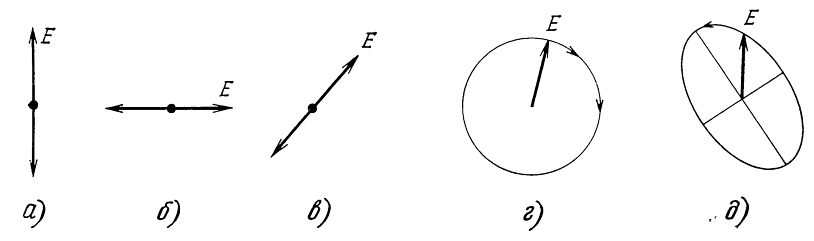


Рис. 1.8. Виды поляризации:

а — вертикальная линейная поляризация; *б* — горизонтальная линейная поляризация; *в* — наклонная линейная поляризация; *г* — круговая поляризация правого вращения; *д* — эллиптическая поляризация левого вращения (волны распространяются от читателя в сторону рисунка)

поляризованная волна и волна круговой поляризации представляют собой лишь частные случаи эллиптически поляризованной волны.

Глава 2.

РАДИОЧАСТОТНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

2.1. Основные процессы в линиях передачи

Как указывалось в предыдущей главе, когда линия замкнута на сопротивление, равное волновому, в ней возникает бегущая волна. При этом входное сопротивление линии (определяемое отношением напряжения в начале линии к току) равно волновому сопротивлению линии независимо от ее длины.

Если же сопротивление нагрузки не равно волновому, то в конце линии происходит отражение энергии и возникает волна, бегущая в обратном направления — от конца линии к ее началу. При этом в линии происходит суммирование прямой и обратной бегущих волн.

В результате наложения (интерференции) прямой и отраженной бегущих волн в линии, разомкнутой на конце, образуются стоячие волны тока и напряжения (рис. 2.1).

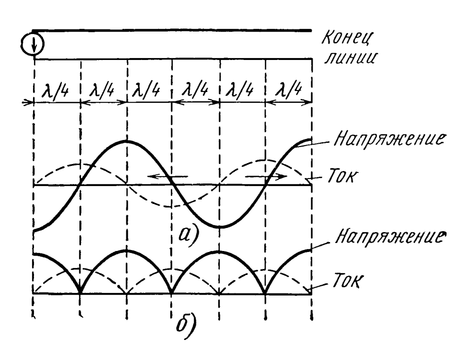


Рис. 2.1. Стоячие волны тока и напряжения в разомкнутой на конце линии

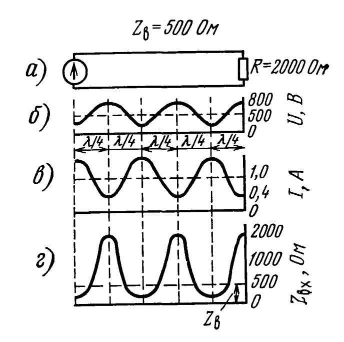


Рис. 2.2. Распределение тока и напряжения вдоль линии, а также изменение входного сопротивления в зависимости от длины линии, нагруженной активным сопротивлением

На рис. 2.1,*а* изображены кривые распределения тока в одном из проводов линии (штриховая линия) и напряжения между проводами (сплошная линия) на участке длиной 1,5λ для некоторого момента времени. Для любого поперечного сечения линии токи в обоих проводах направлены в противоположные стороны.

На рис. 2.1,*б* показаны кривые, которые можно получить при измерении тока вдоль линии с включенным амперметром в одном из ее проводов или при измерении напряжения с включенным вольтметром между проводами линии. Эти кривые уже не учитывают изменения фазы тока и напряжения в линии.

Следует иметь в виду, что ток и напряжение в каждой точке изменяются во времени от нуля до максимального значения по синусоидальному закону. Ток и напряжение сдвинуты между собой по фазе на угол 90°, что свидетельствует об отсутствии расхода энергии в самой линии и на ее конце.

Если фидерную линию замкнуть накоротко на конце, в ней также возникнут стоячие волны, но, в отличие от разомкнутой линии, на конце ее вместо пучности будет узел напряжения, а вместо узла тока — его пучность. Кривые распределения тока и напряжения как бы сдвинутся на четверть волны.

В соответствии с изменением тока и напряжения при изменении длины линии будет изменяться и ее входное сопротивление.

Разомкнутая на конце линия длиной менее чем четверть волны имеет емкостное сопротивление; при длине разомкнутой линии в четверть волны ее входное сопротивление равно нулю. При наличии небольших потерь в четвертьволновой линии входное сопротивление ее не было бы равным нулю, а имело бы некоторое малое значение и активный характер. В этом отношении четвертьволновая разомкнутая линия эквивалентна последовательному контуру, настроенному в резонанс.

Если линию нагрузить на конце сопротивлением, не равным волновому, то в линии возникнут бегущие и стоячие волны, накладывающиеся одна на другую (такой режим иногда называют режимом смешанных волн). Часть

энергии будет поглощаться в нагрузке, а часть — отражаться от конца линии. В качестве примера на рис. 2.2,*а* показана линия с волновым сопротивлением $Z_в=500$ Ом, нагруженная на конце сопротивлением $R=2000$ Ом.

На рис. 2.2,*б* изображена кривая изменения действующих значений напряжения U, а на рис. 2.2,*в* — кривая действующих значений силы тока I вдоль линии. Эти кривые характеризуются максимумами и минимумами, но последние уже не достигают нулевых значений. Штриховые горизонтальные прямые соответствуют значениям действующих напряжения и тока, которые имели бы место в линии, если бы она была нагружена сопротивлением, равным волновому сопротивлению линии. На рис. 2.2,*г* показана кривая изменения модуля входного сопротивления линии $Z_{вх}$, построенная на основании данных, полученных делением напряжения на ток, значения которых взяты по кривым рис. 2.2.,*б* и *в*. Входное сопротивление линии, длина которой равна целому числу полуволн, равно сопротивлению нагрузки на конце.

При длине линии, равной нечетному числу четверти волны, ее входное сопротивление при активном сопротивлении нагрузки

$$Z_{вх}=Z_в^2/R. \qquad (2.1)$$

Изменение напряжения вдоль линии обычно характеризуется отношением напряжения в минимуме $U_{мин}$ к напряжению в максимуме $U_{макс}$. Это отношение обозначается буквой $K_{бв}$ и называется *коэффициентом бегущей волны* (КБВ):

$$K_{бв}=U_{мин}/U_{макс}. \qquad (2.2)$$

Коэффициент бегущей волны $K_{бв}$ определяет, насколько близко режим в линии приближается к режиму бегущей волны. При $K_{бв}=1$, т. е. когда нет минимумов и максимумов напряжения и оно во всех точках линии одинаково, имеет место режим бегущей волны в линии. Наоборот, $K_{бв}=0$ характеризует режим чисто стоячих волн в линии. Наряду с понятием КБВ используется термин *коэффициент стоячей волны* (КСВ), равный

$$K_{св}=1/K_{бв}=U_{макс}/U_{мин}. \qquad (2.3)$$

В любой реальной линии при передаче энергии происходит некоторый расход ее вследствие потерь в металлических проводах и экранирующей оболочке, из-за потерь в изоляторах линий, а в открытых линиях — вследствие атмосферных осадков (гололеда, изморози и т. п.).

Если линию с потерями нагрузить на конце активным сопротивлением, равным ее волновому сопротивлению, то в ней, так же как и в линии без потерь, установится чисто бегущая волна. Отличие от линии без потерь будет состоять лишь в том, что амплитуда тока или напряжения при бегущей волне в линии с потерями уже не будет оставаться неизменной, а будет постепенно убывать в направлении от генератора к нагрузке вследствие потерь в линии. Входное сопротивление линии с потерями при бегущей волне, т. е. сопротивление в точках присоединения к генератору, равно волновому сопротивлению линии независимо от ее длины.

В том случае если сопротивление нагрузки на конце линии отлично от волнового сопротивления, то от конца линии произойдет отражение и возникнет волна, бегущая в обратном направлении — от конца линии к ее началу. Отраженная волна, распространяясь от нагрузки к генератору, будет также иметь амплитуду, убывающую вдоль линии в сторону к генератору.

В тех точках, где для разомкнутой линии без потерь должны были быть нулевые значения, будут лишь некоторые минимумы. Пучности тока или напряжения не будут одинаковыми через каждую половину волны, а будут постепенно уменьшаться от начала линии к ее концу.

Входное сопротивление линии с потерями, разомкнутой на конце, уже не будет чисто реактивным. Наряду с реактивной составляющей появится и активная составляющая сопротивления. Активная и реактивная составляющие входного сопротивления разомкнутой линии с потерями в зависимости от длины линии l.

Коэффициент полезного действия (КПД) линии с потерями, определяемый отношением мощности в конце линии (т. е. в нагрузке) к мощности в начале линии, максимален в случае бегущей волны в ней

$$\eta_{макс} = e^{-2\alpha l}, \tag{2.4}$$

где α — коэффициент затухания; l — длина линии.

Для линии с малыми потерями ($\alpha l \ll 1$)

$$\eta_{макс} \simeq 1 - 2\alpha l. \tag{2.5}$$

2.2. Линии передачи разных типов

При использовании фидерных линий для передачи электромагнитной энергии от передатчика к антенне или от антенны к приемнику к ним предъявляются следующие требования общего характера.

Потери электромагнитной энергии, передаваемой по фидеру, должны быть минимальными.

Линии должны обладать достаточной электрической прочностью, т. е. должны быть рассчитаны на передачу требуемой мощности без опасности возникновения электрического пробоя.

Фидерные линии не должны обладать антенным эффектом, т. е. не должны излучать или принимать электромагнитные волны; излучение электромагнитных волн фидерной линией нежелательно из-за возрастания потерь в линии (потерь на излучение) и вследствие искажения диаграммы направленности антенны.

Степень важности каждого из указанных требований зависит от характера работы радиостанции. Так, например, для приемных антенн вопрос о перенапряжениях, естественно, отпадает, в то время как роль антенного эффекта для них возрастает. Действительно, антенный эффект приемного фидера может свести на нет все достоинства направленной антенны и дать резкое увеличение уровня внешних помех на входе приемника. Для приемных антенн длинных и средних волн, когда внешние помехи значительны, потери в линиях не играют существенной роли; в диапазоне же УКВ, особенно на СВЧ, когда мощность внутренних шумов приемных устройств может превосходить мощность внешних помех, КПД линий необходимо по возможности увеличивать.

На коротких, метровых и отчасти дециметровых волнах применяются воздушные двухпроводные (реже четырехпроводные) фидерные линии и радиочастотные кабели. При переходе к сантиметровым и более коротким волнам указанные линии передачи становятся непригодными. Открытые линии непригодны из-за того, что расстояние между проводами становится соизмеримым с длиной волны и линии начинают заметно излучать. Экранированные же линии не имеют излучения.

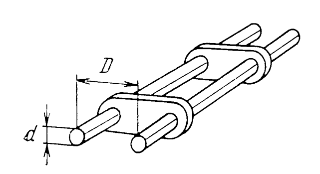


Рис. 2.3. Воздушная двухпроводная (неэкранированная) линия

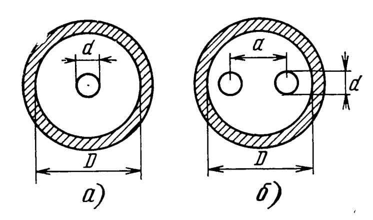


Рис. 2.4. Экранированные линии (поперечное сечение)

Воздушные и экранированные линии. Для питания проволочных антенн применяются два типа фидерных линий: воздушные и экранированные.

Из воздушных наиболее распространенными являются двухпроводные линии (рис. 2.3). Отсутствие антенного эффекта достигается уменьшением расстояния между проводами линии, так как при малом (по сравнению с волной) расстоянии электромагнитное поле, создаваемое вне линии током одного провода, уравновешивается полем (обратного знака) второго провода, в котором ток протекает в противоположном направлении. Но располагать провода очень близко друг от друга нельзя из-за возможности их соприкосновения, а также из-за уменьшения электрической прочности линии.

На рис. 2.4 показаны экранированные линии: концентрическая (или коаксиальная) и двухпроводная. Конструктивно такие линии выполняются жесткими или гибкими.

Жесткий концентрический фидер (рис. 2.4,*а*) изготовляется из медных или латунных трубок, помещенных одна внутри другой. При малых диаметрах вместо внутренней трубки применяется сплошной цилиндрический стержень. По центральному проводу протекает ток одного направления, а по экрану — другого. Центральный провод отделяется от наружного шайбами из диэлектрика.

В гибком высокочастотном коаксиальном кабеле внутренний провод представляет собой медную жилу, сплошную или из тонких проводников. Наружный проводник состоит из медной оплетки в виде сетки или тонкой ленты. Пространство между внутренним проводом и экранирующей оболочкой заполняется пластической массой из фторопласта или полиэтилена. Снаружи кабель покрывается защитной изоляционной оболочкой.

Двухпроводный кабель (рис. 2.4,*б*) состоит из двух проводов, разделенных изоляцией и окруженных экранирующей оболочкой. Он применяется главным образом для симметричных антенн.

По сравнению с воздушными линиями преимущество экранированных линий в том, что они не имеют антенного эффекта, более удобны при монтаже, в частности могут быть зарыты в землю, лучше защищены от влияния атмосферных условий. С другой стороны, экранированные линии более сложны по конструкции, чем воздушные, и поэтому более дорогие. В экранированных линиях труднее обнаруживать повреждения и устранять их.

Волновое сопротивление линии определяется конфигурацией, геометрическими размерами и материалом, заполняющим пространство между проводами.

На рис. 2.5 представлены графики для определения волнового сопротивления двухпроводной воздушной линии (см. рис. 2.3,*а*).

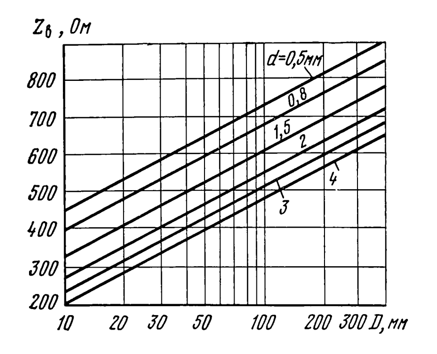


Рис. 2.5. Графики для расчета волновых сопротивлений двухпроводных (симметричных) воздушных линий

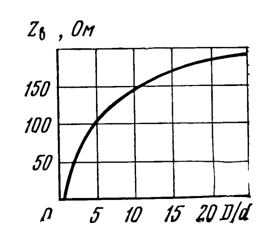


Рис. 2.6. График для определения волнового сопротивления коаксиальной линии с воздушным диэлектриком

На рис. 2.6 приведен график для определения волнового сопротивления $Z_в$ коаксиальных линий с воздушным диэлектриком. Для определения $Z_в$ таких линий, заполненных диэлектриком с $\varepsilon_r > 1$, надо значение, определенное по графику, разделить на $\sqrt{\varepsilon_r}$. (Некоторые справочные данные о радиочастотных линиях передачи приведены в приложении П.1.)

Волноводы. В аппаратуре сантиметровых и миллиметровых волн в качестве линий передачи наибольшее применение находят волноводы, представляющие собой полые металлические трубы из хорошо проводящего металла. Наиболее распространенными являются волноводы прямоугольного и круглого поперечного сечения. Толщина стенок волновода выбирается из условий механической прочности. а внутренняя поверхность для уменьшения потерь иногда покрывается тонким слоем серебра или золота.

В связи с отсутствием внутренних изоляторов и центрального провода относительно малого сечения волноводы обеспечивают передачу энергии с меньшими потерями, чем в коаксиальных линиях.

Для передачи электромагнитных волн по волноводу нет необходимости во втором проводнике (как в случае коаксиального кабеля), так как направляемые волны образуются вследствие многократного отражения от его стенок.

В волноводе возможны различные структуры (типы) электромагнитного поля. На рис. 2.7 для примера показана структура поля для некоторого момента в наиболее широко применяемом прямоугольном волноводе при распространении в нем волны типа H_{10}.

Особенностью волновода является то, что по волноводу заданных поперечных размеров нельзя передавать колебания, длина волны которых больше некоторой критической волны $\lambda_{кр}$. Для упомянутой выше волны типа H_{10} (при воздушном заполнении)

$$\lambda_{кр} = 2a, \qquad (2.6)$$

где a — размер широкой стенки волновода.

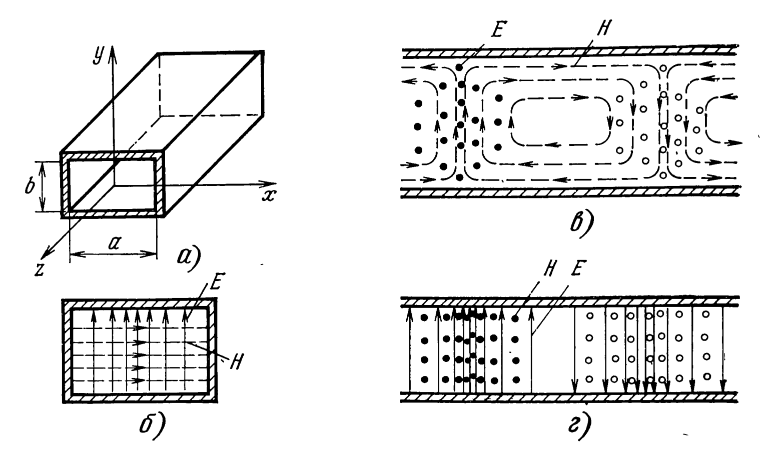


Рис. 2.7. Прямоугольный волновод (*а*) и структура поля в нем при волне типа H_{10}: в плоскостях *хоу* **(*б*);** *xoz* **(*в*);** *yoz* **(*г*)**

Для того чтобы по волноводу распространялась только волна типа H_{10}, необходимо, чтобы выполнялись условия

$$\lambda/2 < a < \lambda; \quad b < \lambda/2,$$

где λ — длина волны в воздухе.

Для колебаний других типов в прямоугольном волноводе критическая длина волны будет несколько меньшей, чем для колебаний волны H_{10}, и определяется более сложной формулой.

Длина волны в волноводе (определяемая фазовой скоростью волн) получается большей, чем в свободном пространстве (вакууме), и равна (для волновода с воздушным заполнением)

$$\lambda_в = \frac{\lambda}{\sqrt{\left(1 - \frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}. \qquad (2.7)$$

В волноводе бесконечной длины или ограниченных размеров, но с согласованной на конце нагрузкой, так же как и в двухпроводной линии, устанавливается режим бегущих волн, характеризующийся наибольшим КПД передачи электромагнитной энергии по волноводу и отсутствием перенапряжений, возникающих в пучностях в режиме стоячих волн.

Для возбуждения волн внутрь волновода обычно помещается небольшой проводник — «штырек», располагаемый перпендикулярно широкой стенке волновода.

Для того чтобы электромагнитные волны внутри волновода распространялись в одном направлении, конец волновода, вблизи которого располагается источник, закрывается стенкой или поршнем. Расстояние от стенки до источника берется равным приблизительно четверти длины волны в волноводе.

Полосковые линии. Широко применяются в качестве фидерных линий и элементов различных узлов в диапазоне СВЧ так называемые полосковые линии передачи. Они составляют серьезную конкуренцию элементам из отрез-

ков волноводных и коаксиальных линий из-за простоты конструкции и малых габаритных размеров, а также вследствие того, что в ряде случаев могут включаться в печатные микросхемы.

Различают два основных типа полосковых линий: симметричные и несимметричные.

Симметричная линия выполнена в виде узкой металлической полоски, расположенной между двумя экранирующими пластинами и изолированной от них диэлектриком. *Несимметричная линия* выполнена в виде металлической полоски, расположенной над экранирующей пластиной и изолированной от нее диэлектриком.

В симметричной полосковой линии ток одного направления проходит по центральной полоске, а обратно — по внутренней поверхности экранирующих пластинок, соединенных параллельно в начале линии. Картина поля в такой линии напоминает картину поля в линии провода с прямоугольным (замкнутым) экраном, и по ней распространяются поперечные электромагнитные волны типа T.

Картина поля в несимметричной полосковой линии напоминает поле соответствующего проводника над бесконечным плоским экраном или поле в полупространстве соответствующей двухпроводной симметричной линии с расстоянием между проводниками, равным двойному расстоянию от провода до экрана. В указанной полосковой линии распространяются волны, близкие к волнам типа Т. При малом расстоянии (по сравнению с длиной волны) между металлической полоской и экранирующей пластиной вся энергия распространяющейся волны сосредоточена в непосредственной близости от проводящей полоски.

2.3. Элементы и узлы радиочастотных линий передачи

Основное назначение радиотехнических линий передачи — это соединение антенны с передатчиком или приемником.

Отрезки линии с дополнительными элементами в диапазоне коротких и особенно ультракоротких волн часто используются в качестве элементов согласования; для соединения неподвижных участков линий с подвижными (в частности, в качестве вращающихся сочленений); как симметрирующие устройства (для перехода от несимметричной (коаксиальной) линии к симметричной антенне); как развязывающие устройства (аттенюаторы, направленные ответвители, циркуляторы); как переключающие устройства (коммутаторы); как фазовращатели (для изменения фазы передаваемых колебаний); для защиты узла от перенапряжений; в качестве металлических изоляторов, резонансных колебательных контуров и для других целей.

Ниже кратко рассматриваются наиболее важные применения отрезков линий и некоторые специальные узлы линий передачи.

Согласование линии передачи с нагрузкой. В технике антенно-фидерных устройств большую роль играет согласование антенны с линией передачи, т. е. меры, принимаемые для устранения волн, отраженных от нагрузки, в результате чего в линии устанавливается бегущая волна.

Режим бегущей волны обладает рядом преимуществ. Можно доказать, что при одной и той же мощности, передаваемой по линии без потерь (или

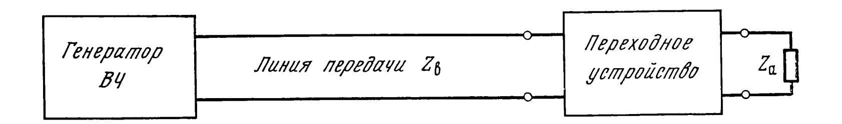


Рис. 2.8. Принципиальная схема получения бегущей волны в линии

практически с малыми потерями), отношение максимального напряжения $U_{макс}$ в рассогласованной линии к напряжению U в согласованной линии определяется формулой

$$U_{макс}/U = 1/\sqrt{K_{бв}}.$$

При достаточно высоком $K_{бв}$ в линии ее входное сопротивление, являющееся нагрузкой для генератора, имеет значительную активную составляющую и мало зависит от длины линии. Это обеспечивает нормальную работу генератора.

Кроме того, как указывалось в § 2.1, КПД в линии с потерями получается максимальным в случае бегущей волны, что делает возможным передачу максимальной мощности в нагрузку. На рис. 2.8 показана принципиальная схема получения бегущей волны в линии, нагруженной на конце сопротивлением $Z_а$, не равным волновому сопротивлению линии $Z_в$. Между нагрузкой и линией включается переходное устройство, которое может обеспечивать согласование по одному из следующих методов: согласование по методу В. В. Татаринова с помощью реактивного сопротивления; методу ступенчатых и плавных переходов; методу поглощения отраженной волны.

Наиболее простой и удобный метод согласования на одной частоте (или в узкой полосе частот) разработал в 1931 г. проф. В. В. Татаринов. По этому методу на некотором определенном расстоянии от конца линии (от нагрузки), где активная составляющая проводимости линии равна волновой, включается параллельно линии, реактивное сопротивление, компенсирующее реактивную составляющую проводимости линии.

Нетрудно убедиться, что в линии между генератором и точками подключения реактивного сопротивления при этом установится бегущая волна. В качестве реактивного сопротивления используется отрезок вспомогательной линии (реактивный шлейф, индуктивный мостик), длина которой изменяется с помощью короткозамыкающей перемычки. Для коаксиальных экранированных линий и волноводов, когда трудно подбирать место подключения реактивного шлейфа, применяются два или три настраиваемых шлейфа, включаемые недалеко от нагрузки на расстоянии четверти волны друг от друга.

Когда нагрузка линии (антенна) имеет чисто активное сопротивление $R_а$, не равное волновому сопротивлению линии $Z_в$, согласование на фиксированной волне можно осуществить с помощью так называемого четвертьволнового трансформатора. В этом случае переходное устройство (см. рис. 2.8) представляет собой отрезок линии длиной в четверть волны, включаемый между нагрузкой и основной линией передачи, имеющей волновое сопротивление

$$Z_т = \sqrt{R_а Z_в},$$

а сопротивление со стороны входных зажимов переходного устройства будет равно $Z_в$ и в линии установится бегущая волна.

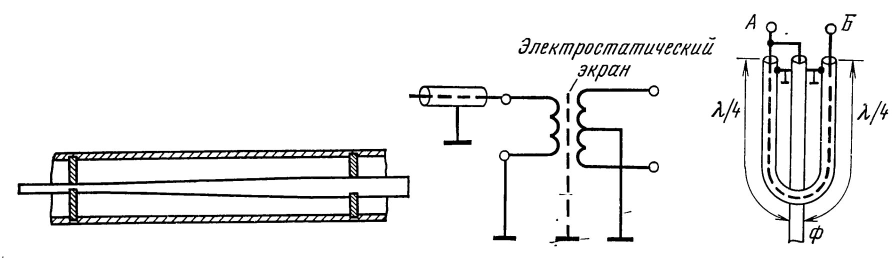


Рис. 2.9. Эскиз плавного перехода для согласования двух коаксиальных линий с разными волновыми сопротивлениями

Рис. 2.10. Симметрирующее устройство в виде трансформатора

Рис. 2.11. Симметрирующее устройство типа «*U*-колено»

Таким же образом можно осуществить согласование двух фидерных линий с разными волновыми сопротивлениями (на одной частоте).

Для широкополосного согласования линий с разными волновыми сопротивлениями можно применять отрезок линии с плавно изменяющимся волновым сопротивлением, включаемый между согласуемыми линиями. Эскиз такого плавного перехода для коаксиальных линий с воздушным диэлектриком и наружным экраном неизмененного диаметра показан на рис. 2.9. Внутренний проводник перехода имеет форму усеченного конуса. Длина перехода должна быть не меньше половины длины максимальной волны диапазона, в котором осуществляется согласование.

Плавный переход при согласовании линий можно заменить многоступенчатым с постепенным изменением волнового сопротивления от ступени к ступени.

Симметрирующие устройства. Непосредственное присоединение коаксиального несимметричного кабеля к симметричной двухпроводной линии (или антенне) нарушает симметрию токов в последней и приводит к появлению тока на наружной поверхности экрана коаксиала, что недопустимо, так как приводит к излучению фидерной линии.

Поэтому для соединения коаксиального фидера с симметричной линией (или антенной) применяются специальные переходные устройства, называемые симметрирующими. К ним предъявляют следующие требования: ток на внешней оболочке (экране) коаксиального кабеля должен отсутствовать; токи на двухпроводной системе должны оставаться равными по амплитуде и противоположными по направлению; напряжения по отношению к плоскости симметрии должны быть на обоих проводах двухпроводной системы одинаковыми.

Симметрирующее устройство может быть разных типов: трансформаторное, фазоинверторное, в виде симметрирующей щели, дроссельное и др.

На рис. 2.10 показано подобное устройство в виде трансформатора, первичная обмотка которого одним концом соединена с оболочкой (экраном) коаксиального кабеля, а вторым — с центральным проводом коаксиала; середина вторичной обмотки соединяется с экраном, а концы ее — с проводами симметричной системы (линии). Между обмотками устанавливается электростатический экран.

На рис. 2.11 показана схема фазоинверторного симметрирующего устройства, называемого также устройством типа «*U*-колено». В нем центральный провод

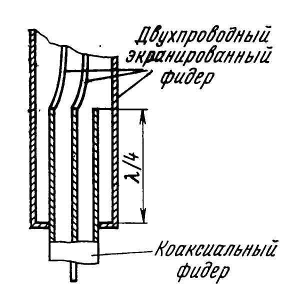


Рис. 2.12. Дроссельное симметрирующее устройство (типа «четвертьволновый стакан»)

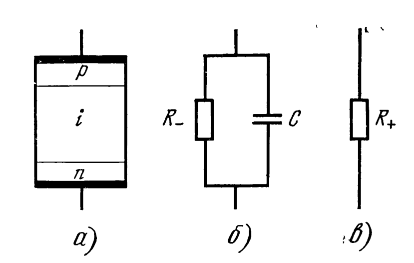


Рис. 2.13. Диод типа *p-i-n* и его эквивалентные схемы

коаксиального фидера присоединяется к одному зажиму (А) симметричной линии, а от этой точки напряжение к другому зажиму (Б) симметричной линии подается через участок кабеля длиной $\lambda_g/2$, где λ_g — длина волны в кабеле. Фаза напряжения на участке длиной $\lambda_g/2$ изменяет свой знак на обратный. Поэтому к зажимам АБ подводится требуемое противофазное напряжение и к этим точкам можно присоединять симметричную линию. Оболочки всех отрезков кабелей соединены между собой и заземлены. Отметим, что *U*-колено является трансформатором сопротивления: входное сопротивление нагрузки фидера Ф между точками АЗ в 4 раза меньше, чем сопротивление нагрузки на зажимах АБ (З — точка заземления).

Симметрирующее устройство дроссельного типа показано на рис. 2.12. Его называют также «четвертьволновый стакан». Здесь металлический цилиндр («стакан») длиной в четверть волны охватывает внешнюю оболочку коаксиального кабеля и припаян к ней с нижней стороны. Внешняя часть цилиндра соединяется с экраном двухпроводной экранированной линии.

Сопротивление нагрузки для коаксиальной линии при точной настройке «стакана» остается примерно равным входному сопротивлению симметричной линии в точках присоединения к коаксиальной линии.

Рассмотренное переходное устройство так же, как и «*U*-колено», является узкополосным.

Фазирующие устройства (фазовращатели). Устройства, предназначенные для изменения фазы, называются *фазовращателями.*

Особенно большую роль играют фазовращатели в фазированных антенных решетках, где применяется большое число антенных элементов, соотношение фаз между которыми должно либо сохраняться неизменным, либо в процессе работы изменяться по определенному закону.

Имеются фазовращатели различных типов: механические, полупроводниковые, ферритовые.

В механических фазовращателях для изменения фазы колебаний между двумя неподвижными сечениями линии передачи последовательно включается секция, например, «тромбонного» типа (подковообразной формы), длина которой механически изменяется с помощью скользящих контактов.

В другом варианте механического фазовращателя для волновода изменение фазы достигается, например, механическим погружением диэлектрической пластины параллельно силовым линиям электрического поля *E* в прямоуголь-

ный волновод через неизлучающую щель в середине широкой стенки. Это приводит к замедлению электромагнитной волны и увеличению запаздывания на выходе фазовращателя. Недостатком механических фазовращателей является невозможность изменения фазы с большой скоростью.

В фазовращателях на полупроводниковых диодах этот недостаток отсутствует. К их достоинствам относятся малые габаритные размеры и масса, большая скорость и простота управления. Полупроводниковые фазовращатели изготавливают в волноводном, полосковом и микрополосковом исполнении.

В полупроводниковых фазовращателях СВЧ используются главным образом коммутационные *p-i-n* диоды. Кроме них в управляющих устройствах СВЧ применяются также коммутационные *p-n* диоды, в том числе и варикапы. Однако *p-i-n* диоды по сравнению с *p-n* диодами позволяют пропускать значительно большие мощности СВЧ, вплоть до сотен киловатт в импульсе (или среднюю мощность в сотни ватт).

Диоды *p-i-n* (в отличие от диодов *p-n*) кроме слоев *p* и *n* содержат высокоомную область *i*, расположенную между слоями *p* и *n* (рис. 2.13,*а*). Область *i* называют базой диода. Торцевые поверхности диода (диаметром около 1 мм), прилегающие к слоям *p* и *n*, металлизируют и используют в качестве выводов. При отрицательном напряжении на диоде он оказывается запертым и его эквивалентная схема (рис. 2.13,*б*) имеет вид большого активного сопротивления R_- (несколько килоом), шунтированного малой емкостью C диода (десятые доли пикофарады). При подаче на диод положительного управляющего напряжения (порядка 1...2 В) его сопротивление резко уменьшается (в сотни раз) и может быть эквивалентно представлено малым активным сопротивлением R_+ (рис. 2.13,*в*).

Возможная схема изменения фазы высокочастотного колебания на выходе линии передачи показана на рис. 2.14. Здесь в основную линию передачи с волновым сопротивлением $Z_в$ последовательно включен отрезок линии передачи с электрической длиной βl и волновым сопротивлением $Z_т$; по концам линии включены шунтирующие проводимости G_1 и G_2. Подбором значений G_1, G_2, βl и $Z_т$ можно обеспечить требуемое изменение фазы высокочастотного колебания на выходе линии и согласование промежуточного отрезка линии с основной линией передачи.

В качестве изменяющихся проводимостей G_1 и G_2 можно использовать отражательные фазовращатели. Такой фазовращатель (рис. 2.15) представляет собой отрезок линии передачи, шунтированный в ряде сечений коммутационными элементами, например, в виде описанных выше *p-i-n* диодов. При подаче на один из диодов напряжения питания можно уменьшить его сопротивление

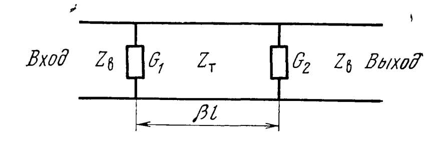


Рис. 2.14. Схема линии передачи с проходными фазовращателями

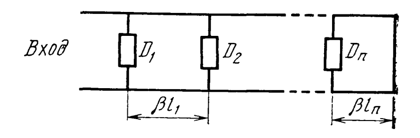


Рис. 2.15. Отражательный фазовращатель в виде отрезка линии передачи, шунтированного в ряде сечений коммутационными элементами

до малой величины и замкнуть накоротко линию в данном сечении. Остальные коммутационные элементы имеют (при отсутствии питания) высокие сопротивления и не оказывают заметного влияния на линию. При переключении коммутационных элементов изменяется положение плоскости короткого замыкания в линии передачи и соответственно ее входная проводимость G_1 или G_2.

В технике СВЧ широко применяются ферритовые фазовращатели.

Феррит представляет собой химическое соединение окиси железа (Fe_2O_3) с окисью таких металлов, как никель, марганец и др. По своему внешнему виду ферритовые стержни напоминают керамику, а по электрическим свойствам являются полупроводниками, приближающимися к диэлектрикам. Большое удельное сопротивление ферритов ($10^6 \dots 10^8$ Ом·см), в отличие от других ферромагнитных материалов, обусловило возможность применения их в диапазоне СВЧ. Диэлектрическая проницаемость ферритов на СВЧ колеблется в пределах 5 ... 15, а магнитная при отсутствии подмагничивания близка к единице.

Особо интересные свойства приобретает феррит под воздействием постоянного магнитного поля и высокочастотных колебаний. В этих условиях магнитная проницаемость феррита начинает зависеть сложным образом от постоянного магнитного поля, причем эта зависимость для высокочастотных полей круговой поляризации разного направления вращения получается различной.

Эти особые свойства ферритов позволяют конструировать в диапазоне СВЧ ряд технических устройств. К ним относятся волноводные циркуляторы, т. е. устройства в виде ряда каналов, характеризующиеся тем, что электромагнитные волны распространяются из одного канала в другой только в определенной последовательности. В частности, циркулятор может быть превращен в вентиль, служащий, например, для развязки генератора от нагрузки. Ограничимся описанием лишь ферритовых фазовращателей.

Ферритовый фазовращатель в прямоугольном волноводе с продольным намагничиванием. По оси волновода расположен ферритовый стержень круглого или прямоугольного сечения. Управляющее магнитное поле направлено продольно и создается соленоидом, намотанным снаружи непосредственно на волноводе. Изменением управляющего магнитного поля можно менять магнитную проницаемость феррита и соответственно скорость распространения и длину волны высокочастотных колебаний внутри волновода, а следовательно, и фазу поля за ферритовым стержнем. Достоинством такого фазовращателя является его простота и возможность регулировки фазы в широких пределах (0 ... 360°) при небольшом ослаблении мощности колебаний СВЧ (0,5 ... 1,0 дБ).

Ферритовый фазовращатель в прямоугольном волноводе с поперечным полем подмагничивания. Ферритовая пластина прямоугольного поперечного сечения размещается параллельно узкой стенке между ней и серединой волновода (приблизительно на расстоянии $a/4$ от узкой стенки, где a — размер широкой стороны волновода). Полюса магнита N и S устанавливаются по обе стороны пластины. В таком фазовращателе для увеличения фазового сдвига и уменьшения общей длины обычно используются две ферритовые пластины, располагаемые по обе стороны от средней плоскости волновода и соответственно намагничиваемые.

Возможен коаксиальный вариант фазовращателя, в котором феррит заполняет часть пространства между центральным проводом и экранирующим

цилиндром, а поперечное магнитное поле создается магнитом, устанавливаемым снаружи отрезка коаксиальной линии.

Ферритовые фазовращатели СВЧ успешно конкурируют с фазовращателями на *p-i-n* диодах и позволяют управлять более высокими мощностями, но обладают несколько меньшим быстродействием.

Глава 3.

ЭЛЕМЕНТАРНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН

3.1. Элементарный электрический диполь

В опытах Герца применялся металлический проводник небольшой толщины длиной около 1 м, соединенный на концах с двумя металлическими шарами диаметром по 30 см каждый («диполь Герца»). В середине проводника имелся разрыв с промежутком около 1 см. На краях промежутка проводники имели небольшие утолщения и к ним присоединялась вторичная высоковольтная обмотка повышающего трансформатора, первичная обмотка которого соединялась с индуктором — источником напряжения переменного тока низкой частоты.

Таким образом получался колебательный контур из индуктивности отрезка провода, соединяющего шары на концах вибратора (диполь), и емкости, образованной между шарами.

Каждую половину периода напряжения низкой частоты происходят заряд емкости и (при достаточной амплитуде напряжения) искровой пробой промежутка между обращенными друг к другу концами стержня. Через искровой участок концы стержня замыкаются, и образуется замкнутый колебательный контур. После пробоя, прежде чем искра потухнет, происходит разряд емкости (конденсатора), который имеет вид затухающих колебаний с высокой частотой, определяемой электрическими параметрами колебательного контура.

Для обнаружения (приема) электромагнитных волн на некотором удалении (в пределах комнаты) в опытах Герца применялся резонатор, подобный передающему (излучающему) диполю, но с уменьшенным зазором между ближними концами диполя. При совпадении резонансных частот колебаний приемного и передающего диполей в зазоре приемного резонатора проскакивала искра, свидетельствовавшая о приеме сигнала.

После заряда конденсатора, образованного емкостью между шарами на концах диполя, и искрового пробоя промежутка в его середине начинается колебательный разряд указанного конденсатора через индуктивность проводника диполя (замкнутого искровым пробоем). Колебательный электрический ток диполя образует вокруг него замкнутые силовые линии переменного магнитного поля, что приводит, в свою очередь, к возникновению замкнутых линий переменного электрического поля (вследствие электромагнитной индукции) и т. д. Совокупность переменного электрического и магнитного полей образует электромагнитные волны, распространяющиеся от оси диполя во все стороны.

Упрощенная картина образования электромагнитных волн иллюстрируется рис. 3.1. На рис. 3.2 показана картина силовых линий электрического поля вблизи диполя в некоторый момент, приведенная в статье Г. Герца.

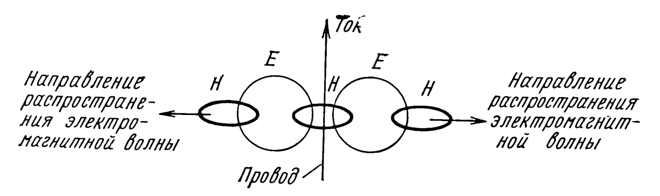


Рис. 3.1. Упрощенная картина образования электромагнитной волны

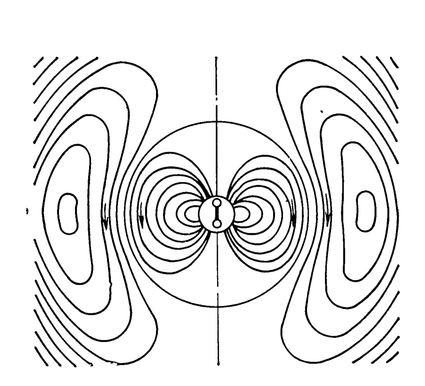


Рис. 3.2. Картина силовых линий электрического поля вблизи диполя

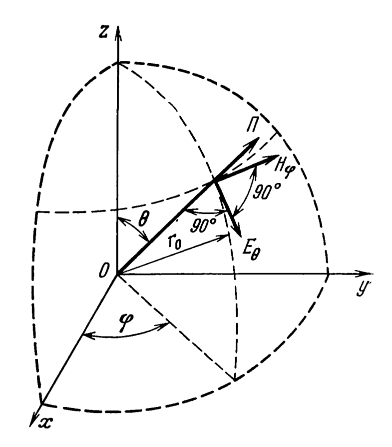


Рис. 3.3. Взаимное расположение векторов напряженности электрического E и магнитного H полей в дальней зоне электрического диполя

Как следует из теории диполя Герца, расположенного в свободном пространстве, мгновенное значение напряженности электрического поля, создаваемого на больших (по сравнению с длиной волны) расстояниях, т. е. в дальней зоне, определяется выражением

$$E_t = \frac{30 I_m \beta l}{r} \sin\theta \sin(\omega t - \beta r). \qquad (3.1)$$

Здесь все величины даны в системе единиц СИ; I_m — амплитуда тока диполя; β — коэффициент фазы, называемой также волновым числом; $\beta = 2\pi/\lambda$; l — длина диполя, r — расстояние от диполя до точки наблюдения; θ — угол между осью диполя и направлением на точку, в которой определяется поле; ω — угловая (или круговая) частота изменения электрического поля, равная соответствующей угловой частоте синусоидального тока питания диполя; t — время.

Выражение (3.1) определяет поле волны, распространяющейся в пространстве.

Множитель $\sin\theta$ определяет зависимость напряженности поля от направления в пространстве. Он показывает, что вдоль оси ($\theta = 0$) поле равно нулю, т. е. диполь вдоль своей оси не излучает; в экваториальной плоскости ($\theta = 90°$) напряженность поля получается максимальной. Множитель $\sin(\omega t - \beta r)$ пока-

зывает, что по мере распространения волны поле убывает по фазе на угол βr, т. е. запаздывает на время, необходимое волне, чтобы дойти до рассматриваемой точки пространства.

Направления силовых линий E и H перпендикулярны друг к другу и направлению распространения волны, образуя правовинтовую систему. Взаимное расположение этих полей показано на рис. 3.3. Линии E_θ лежат в плоскости, проходящей через ось диполя, а линии H_φ — в плоскости, параллельной плоскости xoy. Направление распространения П совпадает с радиусом r. Такая картина поля является характерной для поперечной электромагнитной волны (называемой волной Т).

В заключение отметим, что многие простейшие антенны, применяемые в диапазонах длинных, средних и коротких волн, имеют электрические свойства и параметры, похожие на соответствующие параметры диполя Герца.

3.2. Малый виток провода с током (рамка)

Другим простейшим излучателем является небольшой виток провода (рамка) с переменным электрическим током. При размерах витка, малых по сравнению с длиной волны (соответствующей частоте переменного тока), амплитуду и фазу тока во всех точках провода практически можно считать неизменными.

Из теории такого излучателя следует, что магнитное поле горизонтальной рамки идентично по структуре электрическому полю вертикального элементарного электрического диполя; аналогично электрическое поле горизонтальной рамки идентично магнитному полю вертикального электрического диполя. Поэтому горизонтальную рамку можно трактовать как некоторый эквивалентный вертикальный магнитный диполь.

Мгновенное значение напряженности электрического поля, создаваемого указанным рамочным излучателем в свободном пространстве в дальней зоне в произвольном направлении, определяется выражением, аналогичным выражению (3.1):

$$E_t = \frac{30 I_{\text{р}}\, l_{\text{э}}\, \beta}{r} \sin\theta \cos(\omega t - \beta r). \qquad (3.2)$$

Здесь $I_{\text{р}}$ — амплитуда тока в проводе рамки; $l_{\text{э}}$ — длина эквивалентного магнитного диполя, равная $l_{\text{э}} = \beta S$, где S — площадь, охватываемая витком провода рамки; θ — угол между осью рамки (осью диполя) и направлением на точку, в которой определяется поле.

Следует обратить внимание на то, что при одинаковых фазах токов электрического диполя (I) и рамки $(I_{\text{р}})$ поля излучения их будут сдвинуты между собой по фазе на 90° (на это указывают множители $\sin(\omega t - \beta r)$ и $\cos(\omega t - \beta r)$.

На рис. 3.4 для сравнения показаны направления силовых линий электрического E и магнитного H полей, а также направление распространения радиоволны П в точке, находящейся в плоскости чертежа для электрического диполя (рис. 3.4,*а*) и рамки (рис. 3.4,*б*).

Направление распространения волны в обоих случаях совпадает с направлением радиуса r. Линии магнитного поля рамки $H^{\text{м}}_\theta$ и электрического поля диполя E_θ лежат в плоскости чертежа, т. е. в плоскости, проходящей через ось рамки (и диполя), и перпендикулярны r. Линии электрического поля рам-

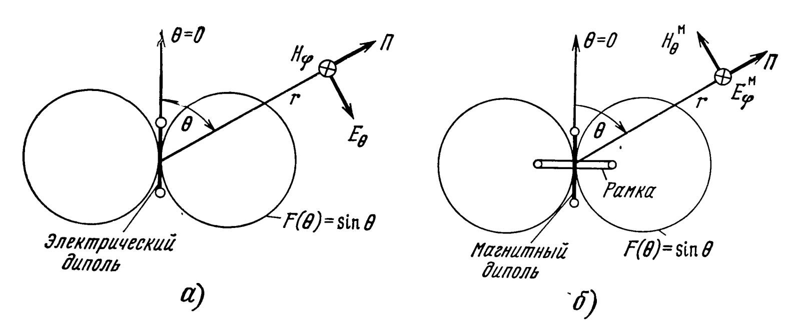


Рис. 3.4. Направления векторов электрического *E* и магнитного *H* полей, а также направление распространения радиоволны П в дальней зоне электрического диполя (*а*) и рамки (*б*)

ки ($E^{м}_{\varphi}$) и магнитного поля электрического диполя H_{φ} направлены перпендикулярно плоскости чертежа.

Окружности (на рис. 3.4) около каждого диполя изображают (в полярных координатах) относительное изменение амплитуды напряженности поля в плоскости каждого из диполей в зависимости от угла θ (относительно оси диполей). Это изменение поля определяется множителем sin θ. Вдоль оси рамки, так же как вдоль оси электрического диполя, излучение отсутствует (sin θ=0). Максимум излучения получается в плоскости рамки (в экваториальной плоскости диполя).

3.3. Электрические параметры антенн

Рассмотренный выше элементарный электрический диполь Герца является прототипом простейших проволочных антенн. На рис. 3.5,*а* показана вертикальная заземленная антенна, подобная первым антеннам, использованным А. С. Поповым. На рис. 3.5,*в* показан горизонтальный симметричный вибратор, часто называемый диполем.

Антенны можно классифицировать по различным признакам: диапазонам волн, назначению (для радиосвязи, для радиовещания, для радиоастрономии, телевизионные и др.). Но наиболее целесообразно их классифицировать по типу излучающих элементов. По этому признаку антенны делятся на три группы:

1. Антенны с линейными токами — это антенны, у которых поперечные размеры излучающих элементов малы по сравнению с продольными и с длиной волны. К ним относятся проволочные антенны, в частности вибраторные.

2. Апертурные антенны — это антенны, излучающие через раскрыв (рупоры, рефлекторы и т. п.); такие антенны используются преимущественно в диапазоне СВЧ.

3. Антенны поверхностных волн — это антенны, которые возбуждаются электромагнитными волнами, распространяющимися вдоль антенны и излучающими преимущественно в направлении распространения; к ним относятся стержневые диэлектрические антенны и др.

Все три типа антенны — линейные, апертурные и поверхностных волн — могут применяться как одиночные антенны, а также группироваться в многоэлементные системы.

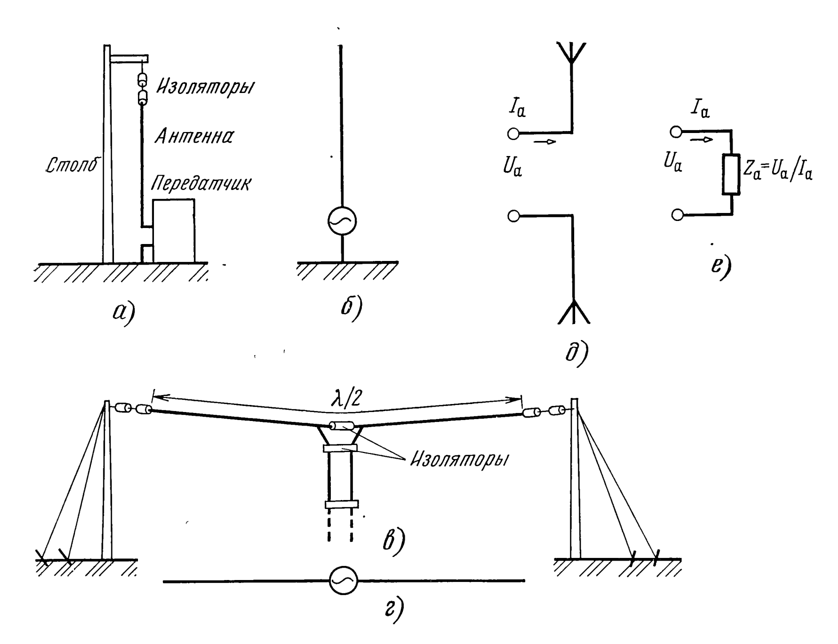


Рис. 3.5. Вертикальная заземленная антенна (*а*) и ее электрическая схема (*б*); симметричный горизонтальный вибратор — диполь (*в*) и его электрическая схема (*г*); условное обозначение проволочной антенны (*д*) и ее эквивалентная схема (*е*)

Рассмотрим вопрос о технических показателях работы антенн. Антенна как радиотехническое устройство характеризуется рядом электрических (радиотехнических) параметров. Следует отметить, что некоторые из параметров, такие как характер распределения излучаемых электромагнитных волн в пространстве, их поляризация, коэффициент полезного действия и др., относятся к антеннам любого типа. Такие же параметры, как входное сопротивление (в омах) или так называемая действующая высота, являются характерными для проволочных антенн.

Одна и та же антенна, не содержащая нелинейных элементов, может служить для радиопередачи и для радиоприема и в силу известной в теории антенн теоремы взаимности обладает свойствами обратимости. Параметры антенны в режиме передачи обычно характеризуют также антенну и при использовании ее для приема, при этом некоторые из параметров несколько изменяют свой смысл.

Основным параметром антенны как нагрузки для генератора или фидера является ее входное сопротивление.

Входное сопротивление антенны, питаемой проводной линией, определяется отношением напряжения высокой частоты U_a на зажимах антенны к току питания I_a (рис. 3.5,*е*):

$$Z_a = U_a/I_a. \qquad (3.3)$$

В общем случае это сопротивление зависит от частоты и содержит как активную $R_а$, так и реактивную $X_а$ составляющие, так что модуль полного сопротивления

$$|Z_а| = \sqrt{R_а^2 + X_а^2}. \qquad (3.4)$$

Сопротивление излучения и коэффициент полезного действия антенн. Подводимая к антенне мощность $P_а$ частично излучается, а частично расходуется бесполезно в активном сопротивлении проводов антенны, в земле, в окружающих антенну проводниках и других предметах (оттяжках, строениях и т. д.).

Излучаемая антенной мощность P_Σ пропорциональна квадрату действующего значения тока в антенне $I_а$:

$$P_\Sigma = R_\Sigma I_а^2, \qquad (3.5)$$

где R_Σ — коэффициент пропорциональности, который измеряется в омах и называется сопротивлением излучения антенны, отнесенным к току $I_а$.

Таким образом, *сопротивлением излучения антенны* R_Σ называется сопротивление, в котором могло бы теряться столько же энергии, сколько излучается антенной в пространство. При определении сопротивления излучения следует оговаривать, к какой точке антенны оно относится, так как сила тока в разных точках вдоль антенны различна. Сопротивление излучения зависит от формы антенны, ее геометрических размеров и от длины волны, на которой работает антенна.

Понятие (и термин) «сопротивление излучения антенн» было введено М. В. Шулейкиным. Используя выражение для мощности излучения, полученное Герцем для элементарного электрического диполя, М. В. Шулейкин вывел формулу для сопротивления излучения (в омах) такого диполя, которая имеет вид

$$R_\Sigma = 80\,\pi^2 (l/\lambda)^2 \simeq 800\,(l/\lambda)^2. \qquad (3.6)$$

Здесь l/λ — отношение длины диполя к длине волны. Из полученной формулы видно, что сопротивление излучения проволочной антенны получается не очень малым лишь для размеров, соизмеримых с длиной волны.

Следует подчеркнуть, что по формуле (3.6) сопротивление R_Σ можно рассчитать лишь при условии (как для диполя Герца), что ток вдоль антенны не меняется по амплитуде. Если это условие не выполняется, в формуле (3.6) длину l надо заменить действующей длиной антенны (понятие о ней дается ниже).

Излучаемая антенной мощность является полезной мощностью, и соответственно сопротивление излучения является полезным активным сопротивлением антенны, в отличие от другой части активного сопротивления антенны, обусловливающего потери.

Мощность потерь в антенне, так же как и мощность излучения, пропорциональна квадрату тока в антенне. Поэтому можно записать, что мощность потерь

$$P_п = I_а^2 R_п, \qquad (3.7)$$

где $R_п$ — эквивалентное сопротивление потерь, отнесенное к току $I_а$ в точках

питания антенны. Сумма мощности излучения P_Σ и мощности потерь $P_п$ дает полную мощность в антенне:

$$P_а = P_\Sigma + P_п = I_а^2 (R_\Sigma + R_п) = I_а^2 R_а, \qquad (3.8)$$

где $R_а = R_\Sigma + R_п$ — полное активное сопротивление антенны. Для оценки эффективности работы антенны вводят понятие *коэффициента полезного действия* антенны, под которым понимают отношение излучаемой мощности к полной мощности антенны:

$$\eta = \frac{P_\Sigma}{P_а} = \frac{I_а^2 R_\Sigma}{I_а^2 R_а} = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_п}. \qquad (3.9)$$

Из последнего выражения видно, что для увеличения КПД антенны надо по возможности уменьшать $R_п$ по сравнению с R_Σ.

Направленное действие антенн. В некоторых случаях необходимо, чтобы антенна передающей радиостанции одинаково интенсивно излучала во всех направлениях. Например, при работе радиовещательной станции, обслуживающей определенный район, в центре которого она расположена. Но иногда, например, когда передатчик должен обслужить радиоприемник, расположенный в определенном направлении, а также при работе радиолокационных установок необходимо концентрировать электромагнитную энергию в определенных направлениях. В таких случаях целесообразно применять антенны направленного действия, отличающиеся способностью концентрировать излучение в заданных направлениях.

Наглядное представление о распределении энергии волн дает амплитудная характеристика направленности, определяемая зависимостью амплитуды напряженности создаваемого антенной поля (или величины, ей пропорциональной) от направления в пространстве. Направление определяется азимутальным φ и меридиальным θ углами сферической системы координат, как показано на рис. 3.6. При этом поле определяется на одном и том же (достаточно большом) расстоянии r от антенны и предполагается, что потери в среде отсутствуют. Графическое изображение характеристики направленности называют диаграммой направленности (ДН).

Пространственная диаграмма направленности изображается в виде поверхности $f(\varphi, \theta)$, где f — знак функциональной зависимости. Построение такой диаграммы неудобно. Поэтому на практике обычно строят диаграмму направленности в какой-нибудь одной плоскости, в которой она изображается плоской кривой $f(\varphi)$ или или $f(\theta)$ в полярной или декартовой системе координат.

Данное определение относится к диаграмме направленности по полю. В некоторых случаях используется понятие характеристики (диаграммы)

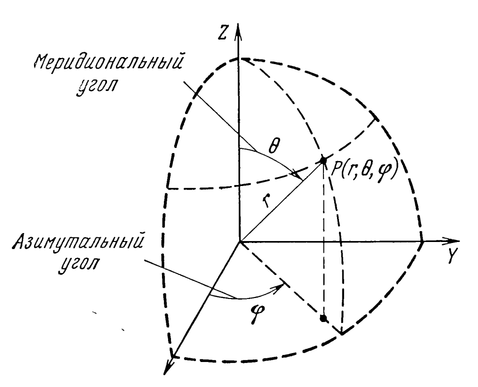


Рис. 3.6. Сферические координаты точки наблюдения

направленности по мощности, определяемой зависимостью плотности потока мощности от направления в пространстве. Плотность потока мощности представляет собой мощность, проходящую через единичную площадку, расположенную перпендикулярно направлению распространения волны. Поэтому диаграмма направленности по мощности пропорциональна $f^2(\varphi, \theta)$.

Пространственная диаграмма направленности, у которой максимальное значение равно единице, называется *нормированной диаграммой* и обозначается как $F(\varphi, \theta)$. Она легко получается из ненормированной диаграммы делением всех ее значений на максимальное:

$$F(\varphi, \theta) = f(\varphi, \theta)/f_{\text{макс}}(\varphi, \theta).$$

Понятие о нормированной диаграмме направленности широко используется в теории антенн.

На рис. 3.7—3.9 изображены диаграммы направленности различных типов.

Простейший излучатель в виде элементарного диполя имеет тороидальную диаграмму направленности, показанную на рис. 3.7 и выражаемую уравнением

$$E = E_0 \sin\theta, \tag{3.10}$$

где E_0 — напряженность поля в направлении максимума (т. е. при $\theta=90°$); θ — угол, отсчитываемый от оси диполя.

На рис. 3.7,*а*, *б*, *в* изображены пространственная диаграмма направленности и диаграммы в полярных координатах диполя для двух взаимно перпендикулярных плоскостей; на рис. 3.7,*г*, *д* — те же диаграммы в декартовых координатах.

На рис. 3.8 показан пример игольчатой диаграммы. Основное излучение антенны с такой диаграммой направленности сконцентрировано в пределах небольшого телесного угла.

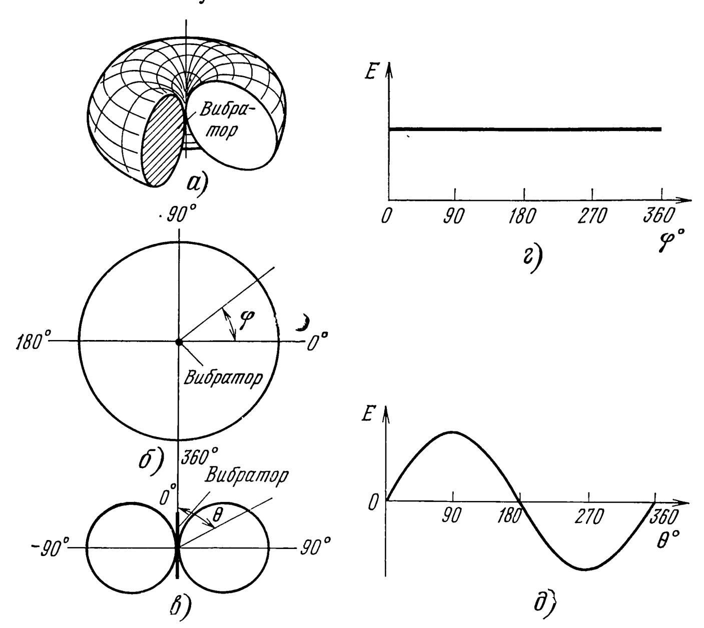


Рис. 3.7. Тороидальная диаграмма направленности диполя

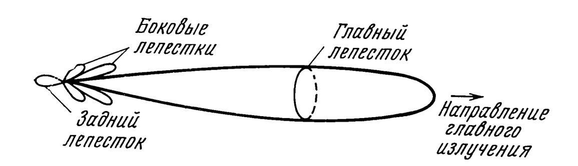


Рис. 3.8. Игольчатая диаграмма направленности

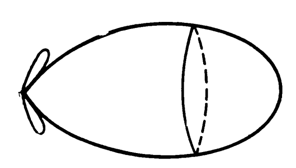


Рис. 3.9. Веерная диаграмма направленности

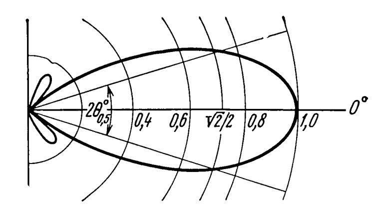


Рис. 3.10. Определение ширины диаграммы направленности

На рис. 3.9 показан пример веерной диаграммы направленности. Такая диаграмма сжата в одной плоскости (обычно горизонтальной), а в другой — расширена.

Наряду с амплитудной характеристикой направленности в качестве параметра антенны можно рассматривать фазовую характеристику направленности $\psi(\varphi, \theta)$, под которой подразумевается зависимость фазы поля от направления в пространстве (на одинаковых расстояниях). Графическое изображение этой зависимости называется *фазовой диаграммой направленности антенны.*

Направленное действие антенны часто оценивают по углу раствора диаграммы направленности, который также называют *шириной диаграммы.* Под шириной $2\theta_{0,5}$ диаграммы (главного лепестка) подразумевают угол между направлениями, вдоль которых напряженность поля уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с напряженностью поля в направлении максимума излучения (рис. 3.10), а поток мощности соответственно уменьшается в 2 раза.

В некоторых случаях под шириной $2\theta_0$ подразумевают угол между направлениями (ближайшими к направлению максимума), вдоль которых напряженность поля равна нулю.

Антенны, которые должны обладать ненаправленным действием, характеризуются *коэффициентом равномерности диаграммы направленности*, под которым подразумевается отношение минимального значения напряженности поля к максимальному в пределах диаграммы в данной плоскости.

Величину напряженности поля E, В/м, создаваемого в направлении наибольшего излучения антенной в неограниченном пространстве, по аналогии с напряженностью поля рассмотренного выше диполя Герца можно определить выражением

$$E = \frac{30\,\beta\, I_а\, h_д}{r} = \frac{60\,\pi\, I_а\, h_д}{\lambda\, r}, \qquad (3.11)$$

где λ — длина волны, м; $I_а$ — ток у основания антенны, А; $h_д$ — действующая высота антенны, м, представляющая собой параметр, связывающий напряжен-

ность электрического поля, создаваемого антенной в направлении главного излучения, с током в самой антенне $I_а$; r — расстояние от антенны до точки, в которой определяется напряженность поля E, м.

По формуле (3.11) можно определить напряженность поля в направлении главного излучения, а затем с помощью нормированной диаграммы направленности перейти к напряженности поля в любом другом направлении.

Для сравнения между собой направленных антенн вводят параметр, называемый *коэффициентом направленного действия* (КНД), понятие о котором впервые (в 1929 г.) ввел А. А. Пистолькорс. Под этим коэффициентом понимают число D, показывающее, во сколько раз надо увеличить мощность излучения передающей антенны при переходе от направленной антенны к ненаправленной, для того чтобы сохранить неизменной напряженность поля в месте приема:

$$D = P_{\Sigma 0} / P_{\Sigma}, \tag{3.12}$$

где $P_{\Sigma 0}$ — мощность излучения ненаправленной антенны; P_{Σ} — мощность излучения направленной антенны. Так как практически все применяемые типы антенн обладают в той или иной мере направленным действием, то за образец ненаправленной антенны принимают воображаемую антенну, излучающую равномерно во все стороны.

Между величинами D и $h_д$ существует зависимость

$$D = 30\, \beta^2 h_д^2 / R_{\Sigma}. \tag{3.13}$$

Для оценки усиления радиосигнала антенной с учетом ее направленного действия и потерь в ней, служит параметр, называемый *коэффициентом усиления антенны* G, равный произведению коэффициента направленного действия антенны на ее КПД:

$$G = \eta D. \tag{3.14}$$

Поляризация электромагнитного поля. Вопрос о поляризации поля уже был рассмотрен выше. В соответствии с рис. 1.8 отношение малой оси эллипса поляризации к большой называют *коэффициентом равномерности* (эллиптичности) поляризационной характеристики, а зависимость его от направления относительно антенны — *поляризационной диаграммой направленности антенны.*

Коэффициент эллиптичности может иметь значения от 0 до 1. В первом случае он характеризует поле линейной поляризации, во втором — эллипс обращается в круг и поле называется полем круговой поляризации.

Антенны различаются по своим диапазонным свойствам. *Рабочий диапазон волн* — это диапазон, в пределах которого антенна сохраняет свои основные параметры (направленное действие, поляризационную характеристику, согласование с фидером) с заданной точностью. Если ширина рабочего диапазона не превосходит нескольких процентов от средней волны диапазона, антенна называется *узкодиапазонной*; антенны с рабочим диапазоном в несколько десятков процентов и больше называются *широкодиапазонными.*

Параметры приемных антенн. На зажимах приемной антенны, находящейся в сфере действия электромагнитных волн, возникает некоторая ЭДС. Если к зажимам антенны подключить приемник, в цепи антенны появится ток, который создаст напряжение на входе приемника.

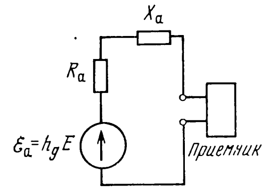


Рис. 3.11. Эквивалентная схема приемной антенны

На рис. 3.11 показана эквивалентная схема приемной антенны. Из этой схемы видно, что ЭДС приемной антенны действует в цепи, состоящей из сопротивления антенны (R_a и X_a), которое можно рассматривать как внутреннее сопротивление источника ЭДС, и приемника. Значение ЭДС в приемной антенне зависит от напряженности электрического поля в пункте приема, от длины волны, а также от формы и геометрических размеров приемной антенны. В случае проволочных антенн множитель, связывающий ЭДС в приемной антенне ε_a с напряженностью электрического поля E, называется *действующей высотой приемной антенны*, так что

$$\varepsilon_a = h_д E. \qquad (3.15)$$

Здесь предполагается, что приемная антенна ориентирована в пространстве в соответствии с поляризацией электромагнитного поля и прием осуществляется с направления максимального приема.

Под *характеристикой направленности приемной антенны* понимают зависимость ее ЭДС от угла падения приходящей волны.

Как говорилось выше, большинство параметров передающих антенн будут характеризовать ту же антенну, если она используется как приемная (принцип взаимности).

Действующая высота одной и той же антенны, используемой как для приема, так и для передачи, имеет одинаковое численное значение. Входное сопротивление приемной антенны равно сопротивлению той же антенны, используемой для передачи.

Относительно направленного действия приемных антенн следует отметить, что характеристика направленности антенн при приеме, т. е. зависимость ЭДС приемной антены от направления приема, будет той же, что и при передаче, при условии, что приемник и передатчик подключаются к одним и тем же зажимам.

Применение приемных антенн направленного действия позволяет уменьшить помехи от посторонних источников (например, от других передатчиков) в том случае, когда направление принимаемой станции отличается от направления, с которого приходят помехи. Направленные приемные антенны применяются для пеленгования (определения направления на передающую радиостанцию), для приема слабых сигналов, в радиолокации и т. д.

Эффективная площадь антенны (A) определяется как отношение максимальной мощности $P_{пр}$, которая может быть отдана приемной антенной (без потерь) в согласованную нагрузку, к мощности П, приходящей на единицу площади в падающей (неискаженной антенной) плоской волне:

$$A = P_{пр}/\Pi. \qquad (3.16)$$

Между эффективной площадью A и коэффициентом направленного действия антенны D существует зависимость

$$D = (4\pi A)/\lambda^2. \qquad (3.17)$$

Так как параметр D применяется как к передающим, так и к приемным антеннам, то и параметр A может быть использован для характеристики

свойств любых антенн — приемных или передающих. Для рупорных, линзовых и зеркальных антенных устройств эффективная площадь антенны A равняется лишь части геометрической площади раскрыва S. Отношение A к S называется *коэффициентом использования площади раскрыва*, который для перечисленных антенн, как правило, меньше единицы:

$$k_{и} = A/S \leqslant 1. \qquad (3.18)$$

3.4. Влияние земной поверхности на свойства антенны

Проволочные антенны практически всегда расположены вблизи проводящей поверхности. В большинстве случаев — это земная поверхность, металлическая крыша, палуба корабля, обшивка самолета и т. п. Проводящая поверхность в зависимости от ее конфигурации и расстояния до антенны, типа и поляризации антенны оказывает различное влияние на ее характеристики.

Если в земле емкостные токи во много раз меньше токов проводимости, то землю можно считать хорошим проводником. Это тем более справедливо, когда имеется заземление в виде сети длинных проводов, расположенных на поверхности земли или зарытых на небольшой глубине. Тогда можно применить для расчета антенны метод зеркальных изображений.

Из рис. 3.12, видно, что воображаемое зеркальное изображение вертикальной антенны составляет вместе с реальной антенной симметричную относительно земли систему. Направление вертикальных токов в изображении совпадает с направлением токов в реальной антенне. В случае горизонтальной антенны направление горизонтальных токов (рис. 3.13) в изображении противоположно направлению токов в реальной антенне.

Для того чтобы показать, каким образом рассчитывается антенна, расположенная над землей, с помощью метода зеркальных изображений, рассмотрим простейший случай антенны в виде вертикального провода. Вместе с зеркальным изображением он образует симметричный вибратор.

Распределение тока в симметричном вибраторе известно — оно близко к синусоидальному, и, следовательно, распределение тока на вертикальном проводе, совпадающее с распределением тока в одном плече симметричного вибратора, также синусоидальное.

Пользуясь методом зеркальных изображений, легко получить и входное сопротивление вертикального провода. Активная его часть будет близка половине значения сопротивления излучения симметричного вибратора, а реактив-

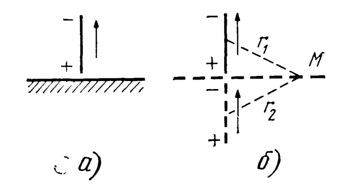


Рис. 3.12. Вертикальная антенна над хорошо проводящей почвой (*а*) и ее электрический эквивалент (*б*)

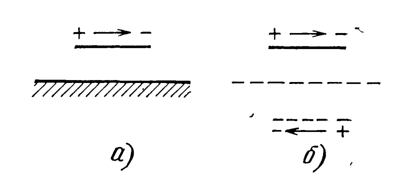


Рис. 3.13. Горизонтальная антенна над хорошо проводящей почвой (*а*) и ее электрический эквивалент (*б*)

ная составляющая входного сопротивления — половине реактивной составляющей входного сопротивления симметричного вибратора. Входное сопротивление тонкого настроенного симметричного полуволнового вибратора равно его сопротивлению излучения $R_{\Sigma}=73$ Ом, и, следовательно, сопротивление излучения четвертьволнового вертикального провода длиной в четверть длины волны равно 36,5 Ом. Волновое сопротивление заземленного вертикального провода в 2 раза меньше волнового сопротивления симметричного вибратора вдвое большей длины из провода такого же диаметра.

Влияние земной поверхности на поле, создаваемое вертикальными и горизонтальными антеннами, будет различным. Для вертикальной антенны поле в удаленной точке M (см. рис. 3.12) у поверхности земли будет определяться полем, создаваемым самой антенной, и полем от зеркального изображения, причем расстояние r_1 от антенны до точки M и расстояние r_2 от зеркального изображения до точки M будут одинаковыми. Вследствие равенства путей r_1 и r_2 и равенства фаз токов вертикальной антенны и ее изображения поля, создаваемые в точке M антенной и ее зеркальным изображением, будут совпадать по фазе, т. е. складываться арифметически. В результате напряженность поля у поверхности земли будет в 2 раза больше, чем напряженность поля, которая была бы создана антенной в свободном пространстве при одинаковых токах в антеннах.

Рассуждая аналогичным образом, получим, что для горизонтальной антенны поле, создаваемое в удаленной точке, у поверхности земли будет равно нулю. Действительно, поля, создаваемые вдоль поверхности земли антенной и ее зеркальным изображением, будут противоположны по фазе вследствие равенства путей от антенны до рассматриваемой точки и ввиду противоположности фаз токов горизонтальной антенны и ее зеркального изображения.

Основываясь на методе зеркальных изображений, нетрудно учесть влияние земной поверхности на характеристики направленности антенн. Так, например, диаграмма направленности короткого вертикального заземленного вибратора в пространстве над земной поверхностью будет иметь вид, показанный на рис. 3.14. Такая диаграмма будет для вибратора над идеально проводящей

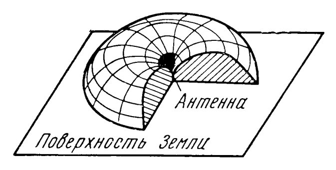


Рис. 3.14. Пространственная диаграмма направленности короткой вертикальной заземленной антенны

плоскостью. Для реальных проводимостей почвы максимум диаграммы получается приподнятым над горизонтом.

Влияние земной поверхности на характеристику направленности горизонтального вибратора можно учесть по методу зеркальных изображений. Горизонтальный вибратор, подвешенный на высоте h над земной поверхностью, следует заменить системой из двух параллельных вибраторов, находящихся на расстоянии $2h$ с токами в противоположных фазах. Направленное действие такой антенной системы рассматривается ниже.

3.5. Некоторые ограничения параметров антенно-фидерных устройств

В области антенной техники установлено несколько основных ограничений, которые необходимо знать для более глубокого понимания работы антенн и учитывать при создании антенных устройств. Эти ограничения присущи антенне как устройству, преобразующему электрические колебания в электромагнитные волны. Здесь будут четыре ограничения, три из которых связаны с понятием добротности антенны.

Как известно, под *добротностью высокочастотного резонансного контура* понимают отношение реактивной энергии, запасенной контуром, к энергии, которая теряется в нем за период колебаний. Добротность равна отношению резонансной частоты контура к полосе его пропускания по уровню 0,7 по напряжению, или, что одно и то же, по уровню 0,5 по мощности.

Под добротностью антенны также понимают отношение реактивной мощности в поле, создаваемом антенной, к мощности, излучаемой ею в пространство (активной мощности). В том случае, когда мощность потерь сравнима с излучаемой, при определении добротности под активной мощностью следует понимать сумму мощностей излучения и потерь.

Одно из ограничений — принципиальная невозможность выполнения антенны, очень малой по сравнению с длиной волны, но имеющей достаточно широкую полосу частот. Пределы уменьшения размеров антенн обусловливаются соотношениями между размерами антенн и длиной волны в окружающей среде. Как уже отмечалось, если размер антенны во много раз меньше длины волны, то ее сопротивление излучения очень мало и для излучения значительной мощности в пространство необходимо, чтобы в ней проходили большие токи. Это приводит к высокой напряженности электрического (и магнитного) поля в непосредственной близости от антенны (в так называемой ближней зоне антенны). Энергия, заключенная в этой зоне, в основном является реактивной, т. е. она не излучается в пространство, а возвращается в источник, питающий антенну. Чем меньше антенна по сравнению с длиной волны, тем больше отношение реактивной мощности к мощности, излучаемой в виде электромагнитных волн в пространство, и тем больше ее добротность. Для очень малых антенн добротность, как показывает теория, изменяется обратно пропорционально третьей степени размера антенны (при условии, что длина волны остается постоянной). Поэтому короткая антенна не может быть широкополосной.

Второе ограничение состоит в том, что входное сопротивление антенны нельзя точно согласовать с линией передачи в полосе частот с помощью реактивных элементов (емкостей и индуктивностей).

В 1950 г. Р. Фано показал, что для заданного изменения входного сопротивления антенны существует предельная максимальная полоса частот, для которой коэффициент бегущей волны не ниже определенного предела. Эта полоса достигается в идеальном случае согласующим устройством из бесконечно большого числа согласующих реактивных элементов.

Применение большого числа элементов нецелесообразно из-за трудностей при их настройке, и поэтому обычно ограничиваются тремя элементами настройки, которые обеспечивают удовлетворительное согласование.

Третье ограничение, связанное с добротностью антенны, заключается в невозможности создания сверхнаправленной антенны с достаточно устойчивыми

электрическими характеристиками. Под *сверхнаправленной антенной* понимают антенну, коэффициент направленного действия которой превышает коэффициент направленного действия той же самой антенны при ее равномерном возбуждении (с одинаковой амплитудой и фазой).

Как показывает теория синтеза антенн, по заданной диаграмме направленности при заданных размерах антенны теоретичестки возможно найти такое распределение амплитуды и фазы возбуждающего тока, при котором антенна создает заданную диаграмму направленности сколь угодно малой ширины, обеспечивает сколь угодно большой коэффициент направленного действия.

Однако для того, чтобы обеспечить высокую сверхнаправленность, необходимо, чтобы амплитуды и фазы поля в раскрыве антенны изменялись очень быстро на интервалах, много меньших длины волны. При этом сильно возрастают протяженность ближней зоны антенны и реактивная мощность в этой зоне и, следовательно, возрастает добротность антенны, уменьшается полоса пропускания, увеличиваются потери в проводниках и диэлектриках антенны. Большие трудности возникают и в обеспечении точного распределения амплитуд и фаз полей в раскрыве, так как даже небольшие их изменения приводят к значительным изменениям в диаграмме направленности. Все это делает практическую реализацию сверхнаправленных антенн (в особенности для размеров $l < (0{,}5 \ldots 0{,}75)\lambda$) нерациональной.

Четвертое ограничение касается поляризационных характеристик антенн, излучающих во всех направлениях, или, как говорят, в полном телесном угле. В 1959 г. было показано, что любая передающая антенна, не имеющая в своей диаграмме направленности направлений с нулевыми провалами, создает в дальней зоне (под различными углами) поля всех видов поляризаций.

Это ограничение необходимо учитывать при проектировании и создании радиосистем передачи информации между летательными аппаратами или между летательным аппаратом и землей. Если аппарат может произвольно менять ориентацию, то даже при установке на нем всенаправленной передающей антенны всегда имеется такая ориентация аппарата, при которой на выходе приемной антенны (например, на земле) будет нулевой сигнал из-за того, что ее поляризация не будет соответствовать поляризации подающего на нее поля, излучаемого передающей антенной.

Глава 4.

ЛИНЕЙНЫЕ АНТЕННЫ

4.1. Общие сведения

Линейными антеннами называются антенны, выполненные из протяженных проводников (металлических стержней или проводов), вдоль которых проходят токи высокой частоты. При этом обычно поперечные размеры проводников во много раз меньше длины волны.

Линейные антенны и длинные открытые двухпроводные линии имеют ряд аналогичных особенностей. Они являются системами с распределенными параметрами, вдоль которых распространяются электромагнитные волны. В линейных антеннах и длинных открытых двухпроводных линиях при отсутствии

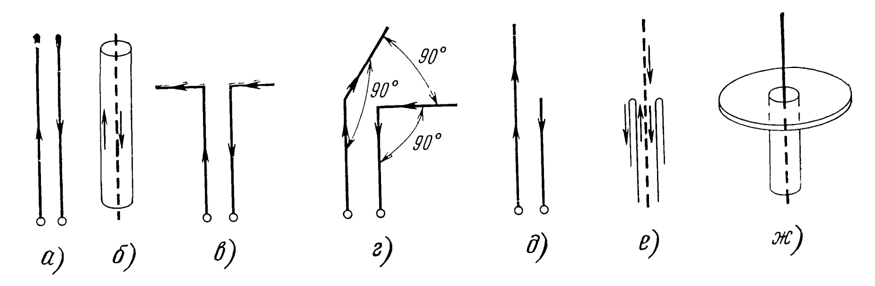


Рис. 4.1. Преобразование линий передачи в антенны

нагрузки на концах проводов имеет место почти полное отражение и на них устанавливается режим стоячей волны, при котором на концах проводов и через каждое целое число полуволн от конца наблюдается максимум напряжения и минимум тока. Если же провод линейной антенны имеет нагрузку, при которой отсутствует отражение, то в нем, как и в линии передачи, устанавливается бегущая волна. Таким образом, распределение напряжения и тока в линейной антенне имеет тот же характер, что и в линии передачи. Это подтверждается теорией и экспериментальными наблюдениями. В инженерных расчетах для распределения напряжения и тока вдоль линейных антенн пользуются методами расчета линий передачи.

Для уменьшения излучения линии стремятся уменьшить расстояние между ее проводами, сделав его как можно меньшим по сравнению с длиной волны. Тогда поля излучения токов, проходящих по обоим проводам линии, но направленных в разные стороны (рис. 4.1,*а* и *б*), взаимно компенсируются.

Для улучшения эффективности излучения антенны стремятся обеспечить отсутствие такой компенсации и, более того, создают такие условия, чтобы излучения обоих проводов складывались.

Имеется довольно много способов решения этой задачи. Здесь упомянем только те из них, которые обычно применяются:

разводят провода питающей двухпроводной линии под прямым углом к ней и под углом 180° один к другому (рис. 4.1,*в*);

разводят провода питающей двухпроводной линии под прямым углом к ней и под углом 90° один к другому (рис. 4.1,*г*);

один из проводов питающей двухпроводной линии отрезают (рис. 4.1,*д*);

выводят центральный проводник питающей коаксиальной линии наружу, отгибая оплетку в противоположную сторону и натягивая ее на кабель (рис. 4.1,*е*);

выводят центральный проводник коаксиальной линии питания над плоским экраном, присоединенным к оплетке кабеля (рис. 4.1,*ж*).

Диаграммы направленности (по полю) прямолинейных проводов со стоячей и бегущей волнами тока (если пренебречь затуханием) приведены на рис. 4.2. Из него следует, что распределение интенсивности поля имеет осевую симметрию относительно провода, а следовательно, в каждой плоскости, проходящей через провод (меридиональной плоскости), диаграмма направленности имеет одну и ту же форму и строго симметрична относительно провода.

Вдоль провода излучение отсутствует. Это объясняется тем, что элементарные вибраторы, из которых состоит провод, не излучают вдоль своих осей.

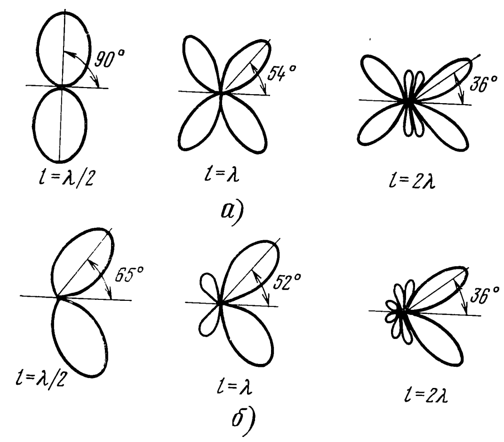


Рис. 4.2. Диаграммы направленности одиночного прямолинейного провода при различных его длинах:

а — со стоячей волной тока; *б* — с бегущей волной тока

Одиночный провод с бегущей волной тока излучает так, что диаграмма направленности симметрична относительно оси провода, т. е. имеет форму тела вращения. Все ее разрезы плоскостями, проходящими через ось провода. одинаковы, и, следовательно, диаграммы во всех плоскостях одинаковы. Кроме того, как и в случае провода со стоячей волной тока, излучение вдоль оси провода отсутствует.

4.2. Электрические вибраторы

Чаще всего в технике антенн применяют разведение проводов линии на 180° при длине каждого из них обычно не более половины длины волны. В этом случае распределение токов и потенциалов будет иметь вид, представленный на рис. 4.3.

Как видно из рисунка, для данных распределений токи в проводах направлены в одну сторону и, следовательно, излучения от каждого из проводов будут складываться в экваториальной плоскости xy. Антенна такого типа симметрична относительно этой плоскости xy и относительно $z=0$. Поэтому она называется симметричным вибратором.

Напряженность поля (и диаграмма направленности) симметричного вибратора, расположенного в неограниченном свободном пространстве, может быть рассчитана по формуле

$$E_m = \frac{60 I_m}{r\sin\theta}\left[\cos\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\cos\theta\right) - \cos\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)\right],$$

где θ — угол относительно оси провода; l — половина длины вибратора.

Расчетные диаграммы направленности симметричных вибраторов в зависимости от их длины приведены на рис. 4.4. Чем длиннее вибратор (в пределах $l<0{,}625\lambda$), тем уже у него диаграмма направленности и тем больше КНД. Пространственная диаграмма направленности симметрична относительно оси вибратора (осевая симметрия). В направлении оси вибратора излучение отсутствует. Максимум излучения лежит в экваториальной плоскости. Вектор напряженности электрического поля в дальней зоне поляризован в меридиональных плоскостях. Вектор напряженности магнитного поля перпендикулярен меридиональным плоскостям.

Активная и реактивная составляющие входного сопротивления симметричного вибратора изменяются в зависимости от отношения его длины к длине волны. Активное сопротивление является суммой сопротивлений излучения и

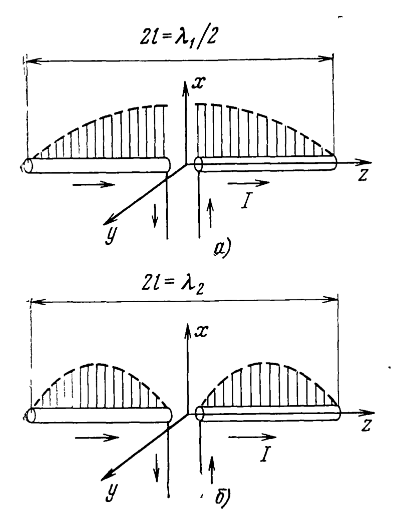


Рис. 4.3. Распределение тока на симметричных вибраторах:

а — на полуволновом вибраторе; *б* — на одноволновом вибраторе, длина каждого плеча которого равна половине длине волны

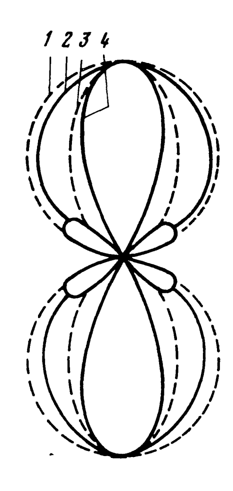


Рис. 4.4. Диаграммы направленности симметричных вибраторов различной длины:

1 — элементарного диполя ($l/\lambda=0$); *2* — полуволнового вибратора ($l/\lambda=0{,}25$); *3* — одноволнового вибратора ($l/\lambda=0{,}5$); *4* — вибратора, каждое плечо которого равно $l=0{,}625\lambda$

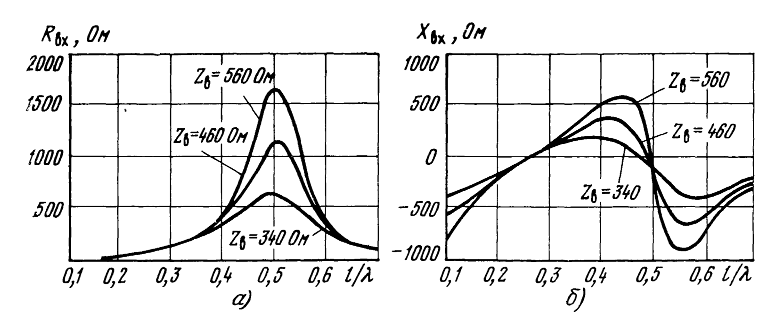


Рис. 4.5. Зависимость входного сопротивления симметричного вибратора от его длины (в долях длины волны):

а — активная составляющая; *б* — реактивная составляющая

потерь из-за сопротивления проводов вибратора ($R=R_\Sigma+R_п$). Сопротивление излучения во много раз превосходит сопротивление потерь, и поэтому на рис. 4.5 приведены зависимости $R_{вх}$ и $X_{вх}$ от длины вибратора. Они свидетельствуют о резонансных свойствах вибратора. В тех случаях, когда полная длина вибратора ($2l$) примерно равна целому числу полуволн, его реактивная составляющая входного сопротивления равна нулю, а сопротивление излучения имеет максимальное при нечетном числе полуволн либо минимальное при четном числе полуволн значение. В первом случае реактивное сопротивление изменяется с уменьшением длины волны от емкостного характера к индуктивному,

т. е. имеется большое сходство с резонансом в контуре из последовательно включенных индуктивности и емкости. Во втором случае реактивное сопротивление с уменьшением длины волны изменяется от индуктивного характера до емкостного, т. е. с резонансом в контуре, у которого индуктивность и емкость включены параллельно.

Следует обратить внимание, что зависимость активной составляющей входного сопротивления вибратора при последовательном резонансе изменяется более плавно, чем при параллельном. Поэтому обеспечить согласование полных сопротивлений в полосе частот проще при частотах, близких к последовательному резонансу. Кроме того, активная составляющая входного сопротивления при последовательном резонансе почти не зависит от волнового сопротивления вибратора, а при параллельном резонансе зависимость от его достаточно ощутима.

Практически, например, активная составляющая входного сопротивления очень тонкого полуволнового симметричного вибратора, у которого $2l=\lambda/2$, примерно равна $R_\Sigma=73$ Ом.

Как следует из приведенных на рис. 4.5 зависимостей, реактивная составляющая входного сопротивления симметричного полуволнового вибратора имеет индуктивный характер и равна $X_{вх}=42{,}5$ Ом. С укорочением вибратора ее значение уменьшается и резонанс наступает при длине вибратора, меньшей половины длины волны.

Для того чтобы на основной рабочей волне вибратор имел чисто активное входное сопротивление, обеспечивающее бегущую волну в питающей линии, необходимо его длину брать немного меньшей половины длины волны в свободном пространстве. На рис. 4.6 приведены кривые, позволяющие определить резонансную длину вибратора в зависимости от отношения длины волны к диаметру проводника: $2l=k\lambda/2$ (рис. 4.6, кривая *а*) и $2l=k\lambda$ (рис. 4.6, кривая *б*). При укорочении вибратора до резонансной длины уменьшается его сопротивление излучения.

Одиночный линейный проводник, расположенный перпендикулярно над проводящей поверхностью, называется несимметричным вибратором.

Для несимметричных вибраторов труднее выделить определенные характерные виды схем и конструкций, поскольку с каждым из видов симметричных вибраторов можно сопоставить несколько видов симметричных вибраторов. Пример преобразования тонкого симметричного волнового вибратора дан на рис. 4.7, здесь же изображены несколько видов несимметричных вибраторов, являющихся производными от симметричного. Суть этого преобразования симметричного вибратора в несимметричный ясна из рисунка и не требует пояснений, но расчет таких вибраторов сложнее, чем симметричных.

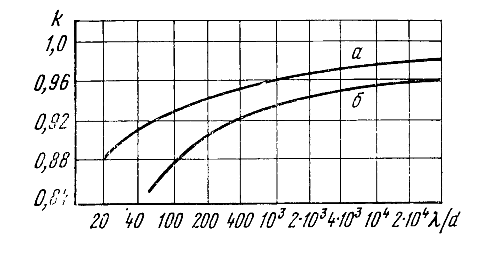


Рис. 4.6. Зависимость коэффициента укорочения вибратора k от отношения длины волны к диаметру:
а — для полуволнового симметричного вибратора; *б* — для вибратора, каждое плечо которого равно половине длины волны

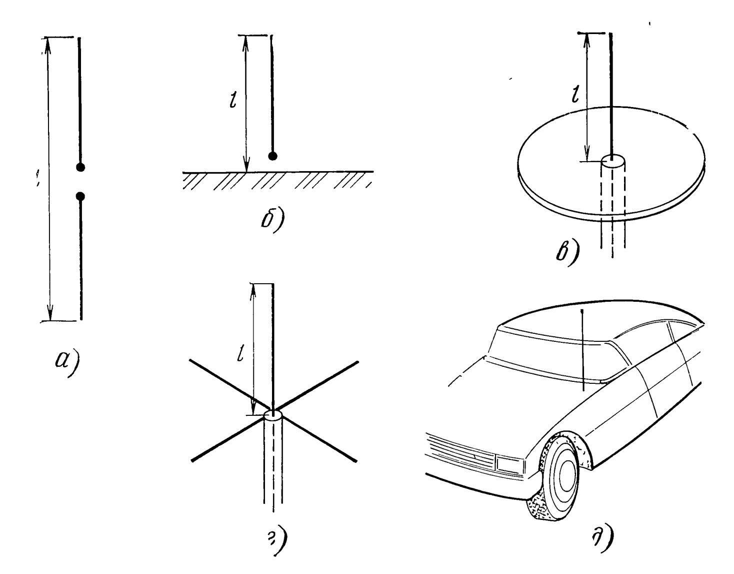


Рис. 4.7. Виды несимметричных вибраторов, являющихся производными от тонкого прямолинейного симметричного вибратора:

а — тонкий симметричный вибратор; *б* — несимметричный вибратор, расположенный над проводящей плоскостью; *в* — несимметричный вибратор над проводящим диском или экраном какой-либо другой формы; *г* — несимметричный вибратор с проволочным лучевым противовесом; *д* — несимметричный вибратор на подвижном объекте

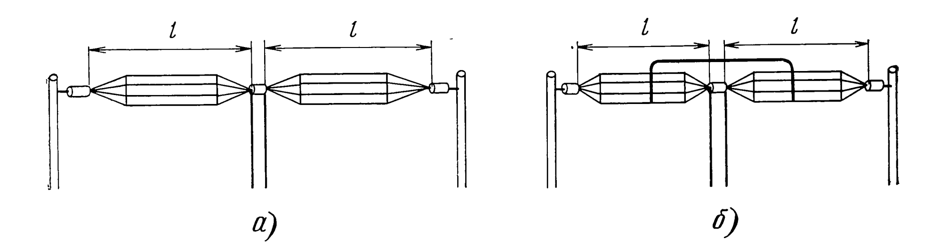


Рис. 4.8. Широкополосные симметричные вибраторы:

а — диполь Надененко; *б* — широкополосный вибратор с индуктивным шунтом

4.3. Антенны декаметровых волн

Антенны декаметровых (коротких) волн в основном применялись и применяются в системах радиосвязи и радиовещания. Типы антенн, применяемых в этом диапазоне волн, определяются условиями распространения, требуемой дальностью связи, расположением корреспондентов и т. д.

Диполь Надененко. Широкое применение получила широкополосная проволочная антенна в виде симметричного вибратора, выполненного из нескольких проводов, расположенных по образующим цилиндра. Конструкция антенны показана на рис. 4.8,*а*, Эта антенна была предложена С. И. Надененко в 1938 г.

Диаграмма направленности этой антенны, получившей название «диполя Надененко», такая же, как у тонкого вибратора, но полоса частот значительно

шире. Это объясняется тем, что волновое сопротивление такого проволочного цилиндрического вибратора меньше, чем у вибратора из одиночного провода. При числе проводов больше шести его волновое сопротивление почти такое же, как у сплошного цилиндра эквивалентного радиуса $a_{эк}$:

$$Z_в = 120\left[\ln\left(\frac{l}{a_{эк}} - 1\right)\right],$$

где l — длина одного плеча вибратора; $a_{эк} = R^n\sqrt{nr/R}$ — эквивалентный радиус вибратора; R — радиус цилиндрической поверхности, образованной проводами; n — число проводов; r — радиус провода.

Диполь Надененко имеет в 2—3 раза меньшее волновое сопротивление, чем вибратор из одиночного провода. Он хорошо функционирует более чем в двукратном диапазоне волн. Коэффициент бегущей волны в фидере с волновым сопротивлением 200 Ом имеет значения, превышающие 0,4 в диапазоне волн, лежащем в пределах $3{,}3l > \lambda > 1{,}75l$.

Если диполь Надененко имеет индуктивный шунт (рис. 4.8,*б*), то диапазон его расширяется в сторону более длинных волн.

Для улучшения согласования диполя с фидером емкость вблизи места его подключения уменьшена постепенным уменьшением радиуса системы проводов с помощью конического перехода. Уменьшение радиуса целесообразно начинать с расстояния 3 ... 5 м от середины вибратора.

Вибратор подвешивается через концевые изоляторы на поддерживающих тросах. В середину вибратора для разделения обеих его половин включен изолятор. Чтобы изоляторы не ухудшали диапазонные характеристики диполя, они должны иметь малую емкость. Поэтому применяют палочные изоляторы.

Широкополосный плоский вибратор. В электродинамике известен принцип дополнительности, согласно которому две структуры, выполненные из бесконечно тонких проводящих листов, называются дополнительными, если наложенные одна на другую они дают бесконечный проводящий лист. Примером таких дополнительных структур являются щелевой излучатель и металлический плоский вибратор (рис. 4.9). Входные сопротивления у таких дополнительных структур подчиняются определенной закономерности — произведение их входных сопротивлений равно квадрату половины волнового сопротивления вакуума $Z_1Z_2 = (60\pi)^2$.

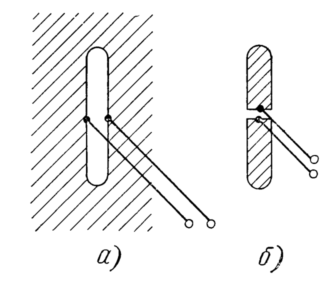


Рис. 4.9. Дополнительные структуры:
а — щелевой излучатель; *б* — металлический плоский вибратор

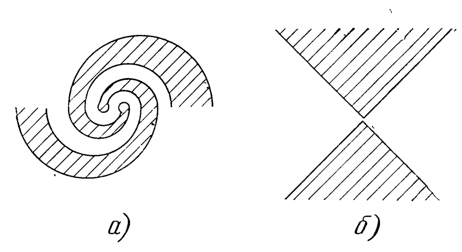
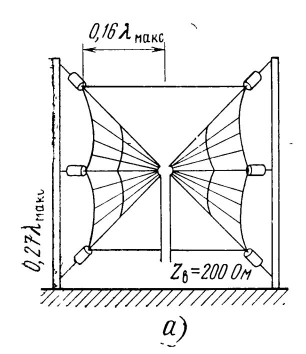


Рис. 4.10. Самодополнительные структуры:
а — спиральная; *б* — секторная



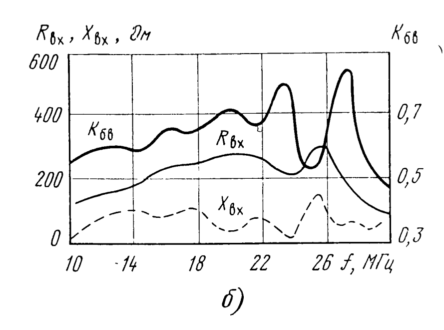


Рис. 4.11. Широкополосный симметричный горизонтальный вибратор:
а — конструктивное исполнение; *б* — электрические характеристики

На рис. 4.10 представлены самодополнительные структуры, введенные в 1946 г. англичанином Буккером. Они выполнены из проводящих плоскостей бесконечной протяженности, и отверстия в них имеют те же формы и размеры, что и листы. При питании этих структур в вершинах их углов в соответствии с принципом дополнительности входное сопротивление будет $Z_{вх}=60\pi$ Ом.

Практически антенны невозможно выполнить бесконечно протяженными. Принцип дополнительности также нарушается в месте подвода линии питания. Тем не менее антенны, выполненные из сети проводов, обладают постоянным входным сопротивлением в широкой полосе частот.

На рис. 4.11,*а* дан пример выполнения широкополосного плоского вибратора, построенного в соответствии с принципом самодополнительности. Плечи вибратора соединены перемычками, которые совместно с боковыми проводами образуют щелевой вибратор, по размерам и геометрической форме равный проволочному. Поперечная проволочная перемычка на каждом из плеч вибраторов предназначена для выравнивания потенциалов соседних проводов и возникновения резонансных явлений в отдельных проводах, из которых выполнен вибратор. На рис. 4.11,*б* показаны результаты измерений входных сопротивлений при длине плеча вибратора 4,8 м и коэффициент бегущей волны в фидере с волновым сопротивлением 200 Ом. Как видно из графиков, $К_{бв}$ выше 0,5 в трехкратном диапазоне радиоволн.

Вертикальные вибраторы. В коротковолновом диапазоне волн часто для передачи и приема используют вертикальные симметричные и несимметричные вибраторы. Из-за полной осевой симметрии вертикальные вибраторы имеют круговую диаграмму в горизонтальной плоскости. В вертикальной плоскости диаграмма направленности при той же высоте подвеса сильнее «прижата» к земле, чем диаграмма горизонтального вибратора.

Вертикальные вибраторы создают в пространстве вертикально поляризованную волну, распространяющуюся не только пространственной (ионосферной), но и поверхностной волной, т. е. волной, распространяющейся вдоль земли, обеспечивающей связь с близкорасположенными корреспондентами. Следует отметить, что прием на вертикальный вибратор из-за прихода поверхностной волны искажается местными помехами, приходящими к вибратору в виде поверхностных волн. Кроме того, у вертикальных вибраторов потери в земной поверхности больше, чем у горизонтальных.

Вертикальные вибраторы при использовании в широком диапазоне волн, как и горизонтальные вибраторы, выполняются с пониженным волновым сопротивлением. Имеется множество вариантов конструкций таких вибраторов (см. Приложение 3).

Линейные остронаправленные антенны. Для получения больших КНД антенну составляли из большого числа полуволновых или одноволновых вибраторов, питаемых синфазно. В этом случае фидерная система была сложной и нуждалась в тщательной регулировке. Поэтому развитие остронаправленных коротковолновых антенн шло также по пути разработки антенн в виде комбинации из малого числа длинных проводов.

Концентрация энергии в горизонтальной плоскости для волны, поляризованной горизонтально, была осуществлена М. А. Бонч-Бруевичем и В. В. Татариновым с помощью горизонтальной одноэтажной антенны, состоявшей из четырех горизонтальных вибраторов, включенных последовательно с отрезками двухпроводных линий, подстройка которых производилась подвижными короткозамыкающими перемычками. Длина вибраторов равна половине длины волны, а длина отрезков линии до перемычки — четверти длины волны. Настройка линии питания производилась с помощью индуктивности. Сзади антенны было расположено пассивное зеркало, схема которого изображена на рис. 4.12. Перемещение короткозамыкающих перемычек позволяло изменять рабочую длину волны антенны на несколько процентов. Для изменения настройки в пределах нескольких десятков процентов провода антенны и зеркала были снабжены соединительными муфтами и наставными концами вибраторов и короткозамкнутых отрезков линий (шлейфов).

Можно из одного провода, возбужденного стоячей волной тока, создать систему синфазных вибраторов, сворачивая каждую четную полуволну в катушку. Свернутые в катушки четные полуволновые участки провода не излучают, а нечетные, так как токи в них синфазны, излучают в направлении, перпендикулярном плоскости антенны. Антенны такого типа с вертикально подвешенными проводами использовались Г. Маркони для связи.

На рис. 4.13 показано распределение тока и потенциала на одной из секций антенны. В связи с трудностями, возникавшими при настройке катушек, обычно ограничивались тремя этажами вибраторов.

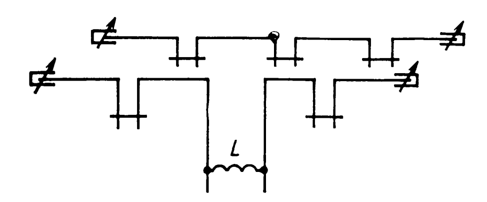


Рис. 4.12. Одноэтажная горизонтальная синфазная антенна Татаринова с пассивным зеркалом

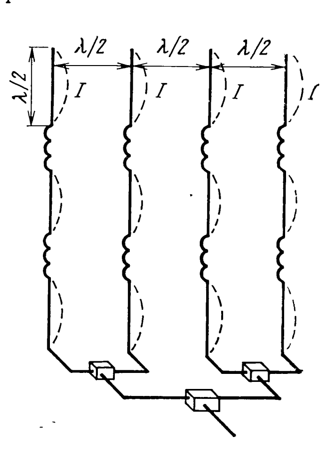


Рис. 4.13. Секция направленной антенны

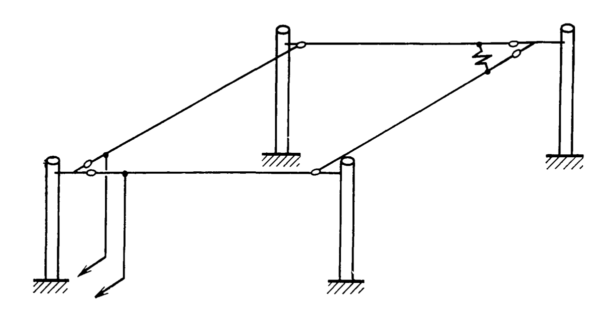


Рис. 4.14. Ромбическая антенна из одиночных проводов

В последующие годы катушки были заменены четвертьволновыми шлейфами, такими, какие были применены В. В. Татариновым в одноэтажных горизонтальных антеннах.

Ромбическая антенна. Это линейная антенна высокой направленности с малым числом излучающих элементов и простой системой питания. Она представляет собой длинную двухпроводную линию, провода которой расходятся от входа, а потом, образуя ромб, сходятся, замыкаясь на активное сопротивление, равное волновому сопротивлению линии (рис. 4.14). Несмотря на то, что напряжение питания подводится к двум проводам, так как они изогнуты, каждая сторона ромба является отдельным излучающим элементом. Направление максимального излучения зависит от отношения длины провода к длине волны (см. рис. 4.2,*б*). Провода с бегущими волнами располагают так, чтобы вдоль большой оси ромба направления максимального излучения всех проводов совпадали и поля проводов складывались. Результирующая диаграмма направленности всех четырех проводов имеет вид, представленный на рис. 4.15. Здесь длина каждой из сторон антенны равна четырем длинам средней волны диапазона, угол между сторонами ромба равен 130° и высота подвеса над земной поверхностью равна длине средней волны. Диаграмма в вертикальной плоскости зависит не только от длины проводов и угла между ними, но также и от высоты подвеса проводов антенны. Направление максимального излучения в вертикальной плоскости выбирается исходя из дальности трассы. Так, например, для расстояний около 1000 км угол возвышения диаграммы обычно принимается равным 30°, а для трасс, больших 2000 км, 15° и меньше.

Ромбические антенны находят широкое применение на приемных и передающих коротковолновых радиоцентрах, так как они без регулировок и настроек работают в очень широком диапазоне радиоволн, просты по конструкции и имеют достаточно высокую направленность. Их основными недостатками следует считать большое число, высокий уровень боковых лепестков и сравнительно большую площадь, занимаемую антенной, что приводит для крупных радиоцентров к увеличению занимаемой ими площади.

Для снижения стоимости ромбических антенн было предложено В. С. Школьниковым и Ю. А. Митягиным уменьшить число мачт с четырех до двух. Для этого, в отличие от обычных ромбических антенн, их острые углы опускаются до нескольких метров над землей. В острых углах дорогостоящие мачты заменяются столбами высотой 5 ... 6 м (рис. 4.16).

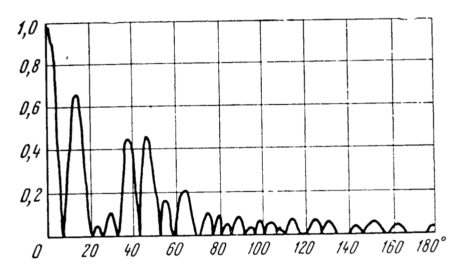


Рис. 4.15. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости ромбической антенны

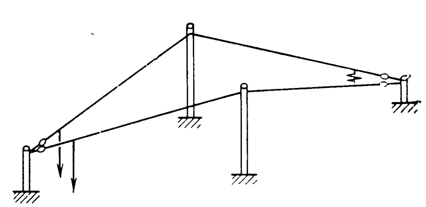


Рис. 4.16. Согнутая ромбическая антенна

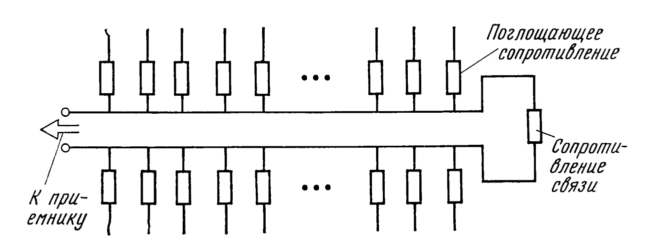


Рис. 4.17. Схема антенны бегущей волны

Коротковолновая антенна бегущей волны. Антенна бегущей волны применяется только для приема радиоволн гектаметрового диапазона. Она представляет собой длинную двухпроводную линию, к которой на одинаковых расстояниях присоединены симметричные вибраторы (рис. 4.17). Линия нагружена на активное сопротивление, равное ее волновому сопротивлению. Расстояние между вибраторами не превосходят одной восьмой длины самой короткой из рабочих волн антенны. В первых вариантах антенны, описанной Бевереджем и Петерсоном в 1931 г., вибраторы включались через конденсаторы малой емкости. В дальнейшем в качестве элементов связи вибраторов с линией использовались также активные сопротивления.

Приходящая к антенне электромагнитная волна наводит в вибраторах ЭДС, которые через емкости или сопротивления связи подаются на собирательную линию. Фазовые сдвиги между ЭДС, возбуждаемыми между соседними вибраторами, зависят от направления прихода волны. Каждая из ЭДС возбуждает две волны тока в линии, распространяющиеся в противоположных направлениях. Одна из них распространяется в сторону поглощающего сопротивления, а вторая — в сторону приемника. Волны, распространяющиеся в сторону согласованного с антенной приемника или фидера, ведущего к приемнику, также поглотятся во входном сопротивлении приемника, т. е. создадут на его входе полезное напряжение.

В тех случаях, когда желательно увеличить КНД и можно уменьшить ширину диаграммы направленности, применяют синфазное (параллельное) включение двух антенн бегущей волны на один приемник (см. рис. 4.18).

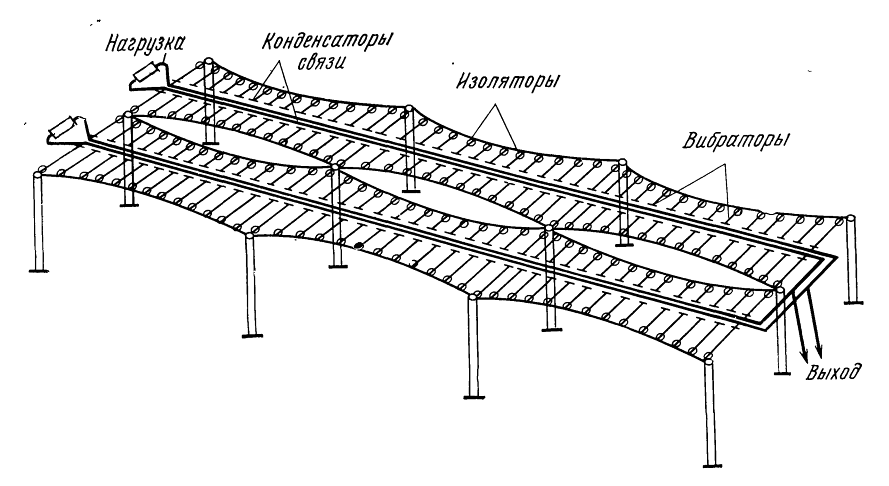


Рис. 4.18. Эскиз антенны бегущей волны, состоящей из двух параллельно включенных антенн

Достоинствами антенн бегущей волны являются малый уровень боковых лепестков и достаточная широкополосность. К ее недостаткам следует отнести малый КПД, а также сложность устройства и трудности в эксплуатации.

Многократное использование антенн. Обычно передающие станции, предназначенные для связи или вещания, объединяются в единый комплекс, называемый передающим радиоцентром. Он включает в себя здания, в которых размещены передающие устройства, электросиловое оборудование и антенное поле, на котором устанавливаются антенные устройства и питающие их фидерные линии. Аналогично объединяются и приемные станции в приемный радиоцентр. Площади, занимаемые крупными радиоцентрами, довольно значительны, так как антенны должны располагаться таким образом, чтобы не влиять одна на другую, и сами антенны занимают достаточно большую площадь.

При многократном использовании антенн применяют как параллельную работу нескольких передатчиков или приемников на одну антенну с примерно одинаковой для них диаграммой направленности с главным максимумом в одном и том же направлении, так и параллельную работу передатчиков или приемников на одну антенну, обеспечивающую, в отличие от первой, формирование различных диаграмм (с различным направлением главного максимума) для разных частот. Более того, эти диаграммы можно сделать управляемыми.

4.4. Антенны гектаметровых, километровых и мириаметровых волн

Поверхность земли для волн этих диапазонов является хорошим проводником. Поэтому горизонтально поляризованное электрическое поле при падении волны на поверхность земли отражается с высоким коэффициентом отражения и практически с поворотом фазы на 180°. В результате вблизи поверхности земли горизонтальное поле мало. Наоборот, вертикально поляризованное электрическое поле распространяется вдоль поверхности земли, а при падении на нее ионосферной волны, отражаясь, не уменьшается, а увеличи-

вается по амплитуде. Поэтому на этих диапазонах применяют вертикальную поляризацию.

Первые антенны в виде несимметричных вибраторов были применены А. С. Поповым. Дальнейшее их совершенствование шло по пути улучшения энергетических характеристик: повышения действующей высоты, увеличения сопротивления излучения, повышения КПД, уменьшения потерь в земле и т. д.

В качестве передающих антенн в основном применяются вертикальные несимметричные электрические вибраторы, создающие вдоль земли вертикально поляризованные волны.

Совершенствование антенн шло по пути увеличения их геометрической высоты, доходившей до 300 м, выравнивания распределения тока подключением к вертикальному проводу горизонтальной части и выполнения полотна антенны из нескольких проводов. Последнее вызвано стремлением уменьшить волновое сопротивление антенны и этим увеличить ее полосу пропускания, а также уменьшить напряжение на проводах антенны, которое при больших мощностях передатчика может приводить к высокочастотному разряду на проводах (короне).

Для увеличения основной резонансной волны при допустимой высоте антенны на длинных и сверхдлинных волнах применяются несимметричные заземленные вибраторы, преимущественно следующих типов:

Г-образная антенна, состоящая из вертикальной части (снижения) и горизонтальной части, увеличивающей резонансную волну антенны и приводящую, как будет показано дальше, к более равномерному распределению тока на снижении, являющимся основной излучающей частью антенны (рис. 4.19,*а*);

Т-образная антенна, состоящая, как и Г-образная антенна, из снижения и горизонтальной части, отличающаяся тем, что снижение удалено от мачт (с целью уменьшить их возбуждение) и подвешено к середине горизонтальной части (рис. 4.19,*б*);

зонтичная антенна, которая в отличие от двух предыдущих подвешивается на одной мачте. Снижение идет вдоль мачты и в верхней своей части присоединяется к радиально расходящимся наклонным проводам (рис. 4.19,*в*). Наклонные провода через изоляторы натягиваются оттяжками, закрепленными на анкерах;

П-образная антенна состоит из двух снижений и горизонтальной части (рис. 4.19,*г*). Напряжение питания подводится к одному из снижений, а в другое снижение включают реактивное сопротивление, которым можно обеспечить синфазное распределение тока в обоих снижениях. П-образная антенна образована как бы из двух Г-образных антенн. Вследствие взаимного влияния снижений сопротивление излучения этой антенны больше, чем у Г-образной антенны;

антенна со многими снижениями повышает, как и в П-образной антенне, сопротивление излучения, чем существенно увеличивает КПД длинноволновой антенны (рис. 4.19,*д*):

антенна в виде вертикального несимметричного вибратора (без горизонтальной части) применяется на средних и длинных волнах. Нередко в качестве излучателя служит сама металлическая мачта (рис. 4.19,*е*).

Для повышения КПД большое внимание уделяют уменьшению потерь в земле, устраивая заземления или противовесы. Заземления делают для стационарных станций, создавая хорошо проводящую поверхность под антенной, по

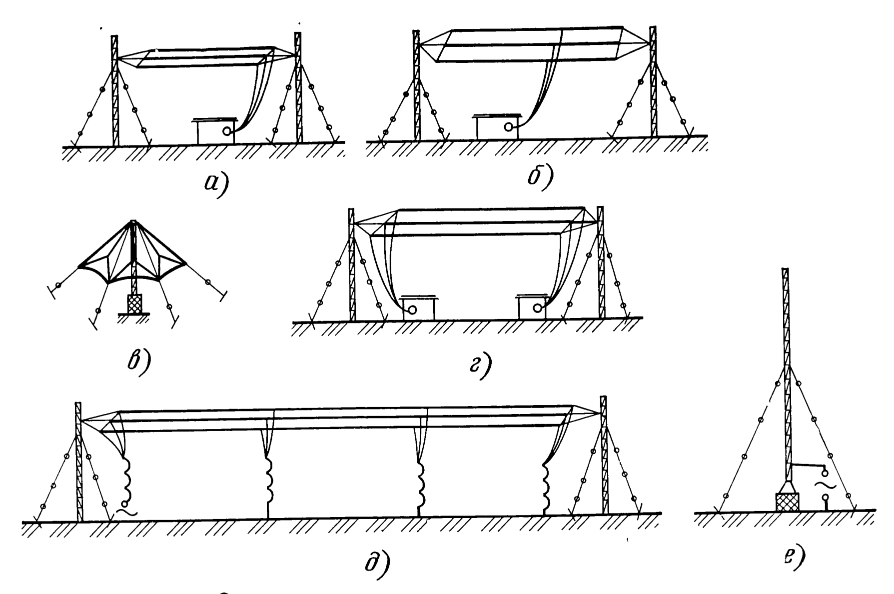


Рис. 4.19. Основные типы длинноволновых передающих антенн:
а — Г-образная; *б* — Т-образная; *в* — зонтичная; *г* — П-образная; *д* — антенна с несколькими снижениями (антенна Александерсена); *е* — антенна-мачта

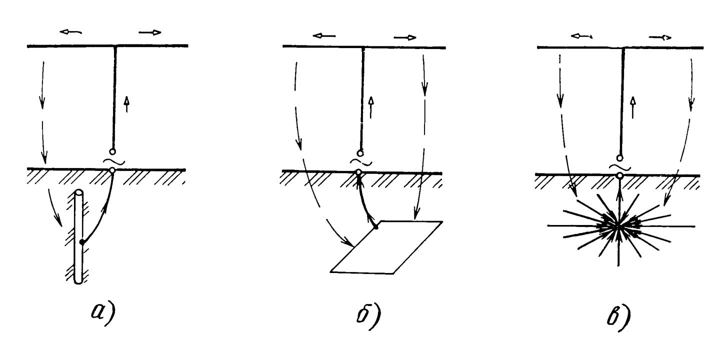


Рис. 4.20. Схема Т-образной передающей антенны с заземлением:
а — трубчатым; *б* — листовым; *в* — проволочным

которой текут токи проводимости. Они представляют собой металлический проводник (рис. 4.20,*а*, *б*), но чаще — систему проводов, зарываемых на небольшой глубине под антенной. Источник электромагнитной энергии присоединяется одним полюсом к снижению, а другим — к заземлению. На рис. 4.20,*в* представлена Т-образная антенна с заземлением в виде сетки проводов, зарытых на глубине 20 ... 40 см. Стрелками показаны пути токов от источника электромагнитной энергии по проводам антенны, затем в виде токов смещения на землю и по заземлению ко входу антенны.

Для антенны с горизонтальной частью длина проводов заземления должна быть такой, чтобы они охватывали площадь, несколько выходящую за пре-

делы проекции антенны на землю (желательно на расстояние, равное высоте мачт). Иногда в качестве заземлителей используют медные и железные листы площадью около 1 ... 2 м², закопанные в землю в вертикальном положении, а также металлические трубы, забитые в землю. Такие одиночные заземлители очень просты по конструкции и дешевы. Они достаточно эффективно работают в том случае, когда почва влажная и грунтовые воды залегают неглубоко. Сопротивление одиночных заземлителей относительно велико, и они обычно применяются лишь на передающих станциях небольшой мощности и на приемных установках.

При твердом или плохо проводящем грунте, а также на передвижных станциях устройство заземлений нецелесообразно. В этих случаях под антенной устанавливают систему проводников, подвешенных на кольях на сравнительно небольшой высоте. Провода противовеса соединяются вместе и подключаются к одному из проводов линии питания.

В зависимости от длины проводов противовеса и их числа та или иная часть токов смещения замыкается через противовес, а оставшаяся — через землю, из-за этого возрастают потери. Чем больше проводов противовеса, тем меньше потери в земле. Тем не менее в передвижных радиостанциях с вертикальными антеннами обычно применяют противовесы с числом проводов от двух до четырех и их длиной, равной высоте мачты противовеса. Для антенны с горизонтальной частью длина проводов противовеса примерно равна горизонтальной части. Высота подвеса на стационарных станциях достигает 4 м и больше, а в передвижных — 1 ... 2 м. Увеличение высоты подвеса противовеса уменьшает потери в земле. Иногда в автомобильных станциях в качестве противовеса используют металлический кузов, в котором она размещена.

Как указывалось выше, иногда используют металлическую конструкцию одиночной мачты в качестве вертикального несимметричного вибратора (антенна-мачта).

Применяются два типа антенн-мачт: с изолированным и с заземленным основаниями. Антенна-мачта с изолированным основанием устанавливается на опорном изоляторе и поддерживается секционированными изоляторами оттяжками. К ее основанию электромагнитная энергия подводится непосредственно фидерной линией или через элементы связи (рис. 4.21,*а*).

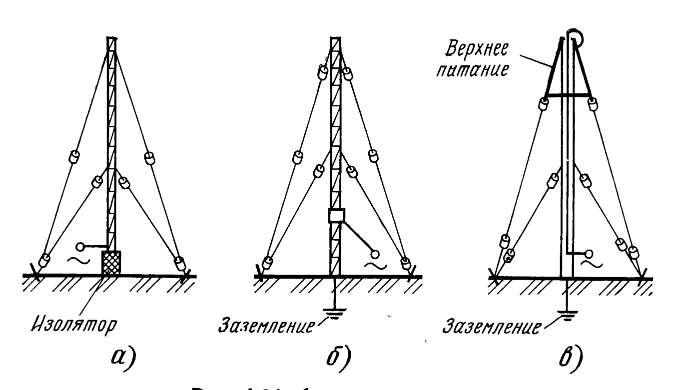


Рис. 4.21. Антенны-мачты:

а — с изолированным основанием; *б* — с шунтовым питанием; *в* — с верхним питанием

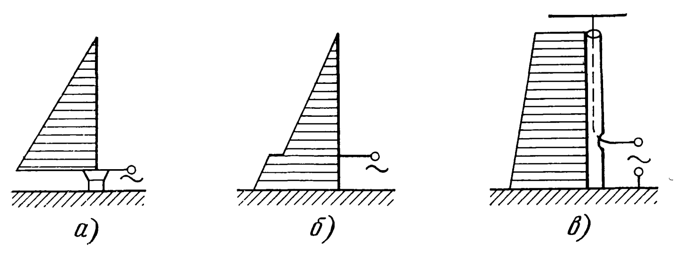


Рис. 4.22. Распределение тока в антенне-мачте

Опорный изолятор должен обладать высокой прочностью. Кроме того, он должен обладать малыми диэлектрическими потерями. Наличие опорного изолятора существенно усложняет конструкцию мачты, требует применения грозовых предохранителей, усложняет сигнальное освещение, ее подъем, эксплуатацию, и, кроме того, сам изолятор существенно увеличивает стоимость антенны.

Поэтому все чаще применяются антенны с заземленным основанием, в которых указанные недостатки не имеют места. Из антенн-мачт с заземленным основанием применяются антенны с шунтовым питанием (рис. 4.21,*б*) и верхним питанием (рис. 4.21,*в*).

В антенне-мачте с шунтовым питанием точка присоединения фидера к мачте выбирается 0,1 ... 0,2 от высоты мачты и поэтому нижняя и верхняя части мачты включены относительно точки питания параллельно. Распределение тока в антенне показано на рис. 4.22,*б*. Недостаток такой антенны — уменьшение действующей высоты, связанное с неравномерным распределением тока по мачте.

В антенне верхнего питания, предложенной Г. З. Айзенбергом, напряжение питания подводится к вершине мачты с помощью коаксиальной линии. Внутренний проводник коаксиала присоединяется к «зонту», а внешний — к телу мачты. Излучающей частью антенны является мачта, по внешней поверхности которой течет ток.

Зонт является емкостным возбудителем токов на мачте. Конструктивно он обычно представляет собой несколько проводов, в качестве которых используются верхние ярусы оттяжек. В некоторых случаях зонт выполнен в виде сетчатого диска, установленного на вершине мачты. Такая антенна при высоте мачты 120 м и длине проводов зонта 35 ... 60 м работает в диапазоне 200 ... ... 800 м с высоким КПД.

На рис. 4.22,*а* и *в* приведены распределения тока по длине антенны-мачты при питании ее снизу и сверху. Из рисунка видно, что площадь кривой тока антенны с верхним питанием почти вдвое больше площади тока антенны с изолированным основанием. Это означает, что сопротивление излучения антенны с верхним питанием будет почти в 4 раза больше, чем антенны с изолированным основанием. Такое значительное повышение сопротивления излучения сопровождается ощутимым увеличением КПД.

Антенна верхнего питания может быть выполнена таким образом, что вместо зонта устанавливается достаточно длинный штырь, изолированный от нижней части антенны. Такого типа антенны удобно применять на декаметровых и метровых диапазонах волн, когда высота штыря невелика и нагрузка на изолятор не вызывает серьезных технических трудностей.

4.5. Рамочные антенны

Рамочная антенна (рамка) представляет собой один или несколько последовательно соединенных витков провода (расположенных обычно в вертикальной плоскости), питаемых в режиме передачи источником ЭДС переменного тока. Размеры рамочной антенны малы по сравнению с длиной волны, и поэтому ток, текущий по проводу рамки по всей длине провода, имеет одинаковое значение и фазу, а это значит, что токи на противоположных сторонах рамки направлены в противоположные стороны.

Рамочные антенны могут быть различной конфигурации — круглые, квадратные, треугольные и т. д. Независимо от конфигурации рамки и ее размеров (малых по сравнению с длиной волны) она сохраняет форму своей диаграммы направленности и поляризацию электромагнитного поля.

Диаграмма направленности малой рамочной антенны была рассмотрена в гл. 3. Как следует из приведенных там выводов, характеристика направленности вертикальной рамки в горизонтальной плоскости определяется выражением

$$F(\theta) = \sin\theta = \cos\alpha,$$

где θ — угол, отсчитываемый в горизонтальной плоскости относительно оси рамки; α — угол, отсчитываемый относительно плоскости рамки ($\alpha=90°-\theta$).

Таким образом, диаграмма направленности (в полярных координатах) имеет вид восьмерки с максимумами в плоскости рамки. Вдоль оси рамка не излучает (и не принимает).

Электродвижущая сила, наводимая в приемной плоской рамке из n витков, вертикально расположенной в воздушном пространстве

$$\varepsilon_\text{р} = \frac{2\pi}{\lambda} Sn\,E\cos\alpha = \varepsilon_\text{р макс}\cos\alpha,$$

где λ — длина волны; S — площадь, охватываемая рамкой; E — напряженность электрического поля, силовые линии которого параллельны вертикальным сторонам рамки.

Применяя понятие действующей длины к рамочной антенне, в соответствии с (3.15) получаем $l_\text{д}=\varepsilon_\text{р макс}/E=2\pi Sn/\lambda$, т. е. действующая длина рамки пропорциональна числу витков и отношению площади рамки к длине волны.

Вертикально расположенная рамка, как и вертикальный вибратор, принимает вертикально поляризованное поле поверхностной волны, но в отличие от вертикального вибратора, который имеет в горизонтальной плоскости всенаправленную диаграмму, рамка имеет диаграмму с нулевым значением в направлениях, перпендикулярных плоскости рамки. Поэтому, вращая рамку и прослушивая какую-либо радиостанцию, можно, установив рамку на минимальный уровень приема или на полное отсутствие приема, определить направление на радиостанцию. Если известно расположение этой станции, то известна и линия, проходящая через рамку и данную радиостанцию. Таким же образом, принимая расположенную в известном месте другую радиостанцию, работающую на другой волне, можно найти вторую линию, проходящую через рамку и вторую радиостанцию. Пересечение этих линий позволяет определить положение оператора с рамкой на поверхности земли.

Наличие емкости между витками рамки и окружающими металлическими конструкциями приводит к тому, что кроме тока проводимости, текущего в

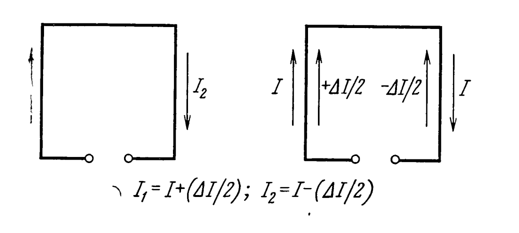


Рис. 4.23. Прохождение токов в рамке при нарушении симметрии

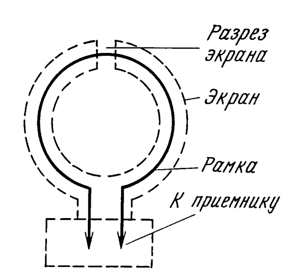


Рис. 4.24. Экранированная рамка

противоположных направлениях на противоположных сторонах рамки, в ней будут протекать паразитные токи, направленные в обеих сторонах рамки в одну и ту же сторону (рис. 4.23). В этом случае рамка, работающая в режиме передачи не будет иметь нулевого излучения в направлении, перпендикулярном ее плоскости. В силу принципа взаимности можно утверждать, что сместится нуль приема при работе рамки в режиме пеленга, т. е. что к принимаемому полезному сигналу добавляется паразитный сигнал, не зависящий от направления прихода волны. Для устранения емкости рамки по отношению к окружающим конструкциям она заключается в электростатический экран, представляющий собой металлическую трубку, охватывающую рамку. Если этот экран будет замкнутым, то он будет полностью экранировать провода рамки от приходящих электромагнитных волн. Для того чтобы на проводах наводилась ЭДС, необходимо прервать путь токов в экране, разрезав его поперек (рис. 4.24). В этом случае экран сохраняет способность электростатического экранирования, не препятствуя возбуждению проводов рамки.

Сопротивление рамки имеет индуктивный характер, и настройка рамки в резонанс конденсатором приводит к увеличению напряжения на входе приемника. Это эквивалентно возрастанию действующей длины рамки пропорционально добротности контура, составленного рамкой и конденсатором. Добротность этого контура обычно велика.

Размещение вертикальной рамки над проводящей земной поверхностью, как и в случае вертикального вибратора, удваивает ее действующую высоту, так как зеркальное изображение как бы удваивает площадь рамки.

В качестве приемной или пеленгационной антенны можно использовать магнитную антенну, которая представляет собой многовитковую рамочную антенну, витки которой намотаны на стержневой сердечник из высокочастотного магнитного материала.

Уменьшение размеров рамочной антенны при намотке ее витков на магнитный стержень объясняется тем, что при наличии магнитного сердечника магнитный поток через витки возрастает пропорционально магнитной проницаемости материала сердечника.

Действующая длина магнитной антенны может быть определена по формуле

$$l_э = l_д \mu_{ст},$$

где $l_э$ — действующая длина магнитной антенны с сердечником; $l_д$ — действующая длина антенны без сердечника, $\mu_{ст}$ — эффективная магнитная проницае-

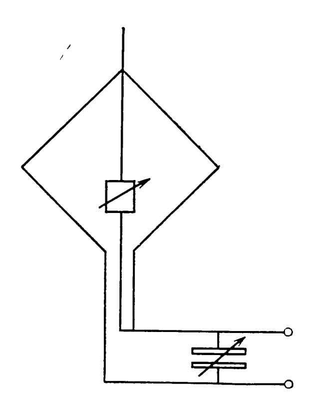


Рис. 4.25. Антенная система для однонаправленного приема

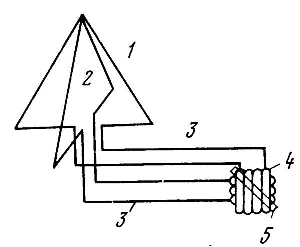


Рис. 4.27. Радиогониометр:
1, 2 — рамки; *3* — фидер; *4* — гониометр; *5* — искатель

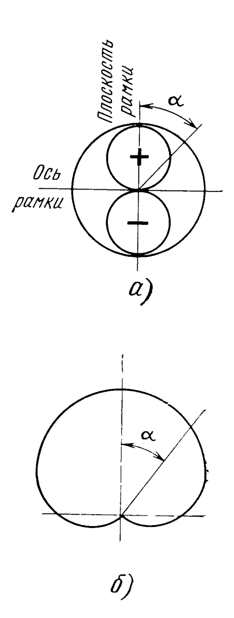


Рис. 4.26. Диаграмма направленности антенной системы из рамки и вертикального штыря (кардиоидная диаграмма направленности):
а — наложение диаграмм рамки и штыря, *б* — суммарная диаграмма

мость сердечника, зависящая от магнитной проницаемости μ материала сердечника и отношения длины сердечника к его диаметру. Значения $\mu_{ст}$ приведены на рис. 7.1,*в*. Диаметр сердечника магнитной антенны берут в пределах 15 ... 25 мм, а длину — от единиц до нескольких десятков сантиметров.

Диаграмма направленности рамочной антенны имеет два противоположно направленных минимума излучения, что создает трудность в определении направления на источник излучения. Для того чтобы создать диаграмму с одним направлением нулевого приема, применяют комбинацию рамочной и вертикальной антенн (рис. 4.25). Если выбрать действующие высоты одинаковыми, то для одного из направлений максимального приема рамки в горизонтальной плоскости ЭДС обеих антенн складываются, а для другого — вычитаются, причем во втором случае ЭДС на выходе этой системы будет равна нулю. Для того чтобы понять принцип действия такой системы, следует рассмотреть диаграммы направленности вертикальной антенны и рамки с учетом фазы их излучения. Диаграмма вертикального провода в горизонтальной плоскости представляет собой окружность, причем фаза излучения во всех направлениях одинакова. Диаграмма рамки имеет форму восьмерки, и фазы лепестков противоположны (рис. 4.26,*а*). При переходе через направление вдоль оси рамки фаза сигнала на выходе рамки будет изменять свое значение на 180° Следовательно, для направления прихода волны, при котором амплитуды ЭДС рам-

ки и вертикального провода будут одинаковы, а фазы противоположны, сигнал на выходе антенны будет равным нулю. Если же антенну отрегулировать так, чтобы амплитуды ЭДС были равны для направления, лежащего в плоскости рамки, то такое направление нулевого приема будет единственным (рис. 4.26,*б*). В этом случае диаграмма направленности системы вертикальная рамка-вертикальный вибратор будет иметь форму кардиоиды.

Для того чтобы определить направление на источник излучения, одиночную рамку, а также антенну, обладающую кардиоидной диаграммой направленности, необходимо поворачивать вручную или с помощью какого-либо электромеханического устройства. Есть возможность при неподвижной антенне изменять направление нулевого приема соответствующим фазированием ЭДС, возбуждаемых приходящей волной, на выходе двух скрещенных рамок (рис. 4.27). Это фазирование осуществляется вариометром, представляющим собой две расположенные взаимно перпендикулярно неподвижные катушки, внутри которых вращается третья катушка, называемая искателем. Каждая из неподвижных катушек присоединена к одной из рамок. Изменение положения искателя приводит к изменению значения и фазы ЭДС, наведенных в нем током, протекающим по катушкам при падении на рамки электромагнитной волны. Если и рамки, и катушки одинаковы, то, как показывает теория, результирующая диаграмма направленности такой системы будет иметь, как и одиночная рамка, форму восьмерки, но эта восьмерка будет поворачиваться при повороте искателя. Таким образом, пеленг на источник излучения можно определить поворотом небольшой катушки.

В результате сложения ЭДС получим нормированную диаграмму направленности, являющуюся суммой диаграмм вертикального провода и рамки:

$$F(\varphi) = (1 + \cos\alpha)/2.$$

Глава 5.

АНТЕННЫ-УСИЛИТЕЛИ

5.1. Общие сведения об активных антеннах

Активными антеннами называют устройства, объединяющие в себе собственно антенну и активные элементы усиления, преобразования или генерации сигналов.

Такая интеграция (объединение) заметно улучшает параметры устройства: дает возможность уменьшить размеры антенн, расширить полосу частот пропускания, повысить отношение сигнал-шум, осуществить переход с симметричной антенны на несимметричный кабель; кроме того, облегчается возможность электронного управления диаграммой направленности антенны.

Серийно выпускаются и широко используются активные автомобильные антенны. Особый интерес представляют подобные антенны для бортовой радиоаппаратуры летательных аппаратов различного назначения (связь, локация, телеметрия и др.), где малые габаритные размеры и масса игрют важную роль.

На рис. 5.1 показана структурная схема наиболее распространенного вида активной антенны. На этом рисунке четырехполюсник АЭ представляет собой активный элемент, объединенный с проволочной антенной.

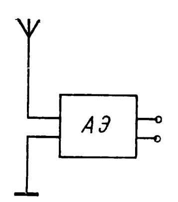


Рис. 5.1. Структурная схема активной антенны

Активные антенны можно подразделить на три основные группы: приемные, передающие и приемо-передающие.

Приемные антенны подразделяются на антенны-преобразователи и антенны-детекторы.

Активные *передающие* антенны подразделяются на антенны-усилители мощности и антенны-генераторы. В первых осуществляются усиление мощности колебаний, поступающих от автономного генератора, и их излучение, а во вторых происходят как генерация колебаний, так и излучение. Активная схема в передающих антеннах иногда содержит умножители частоты.

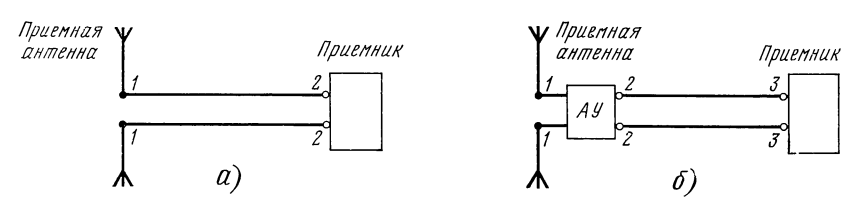


Рис. 5.2. Схема приемной антенны с фидером:
а — пассивная антенна; *б* — антенна-усилитель

Приемопередающие активные антенны создаются либо на основе первых двух групп, либо с помощью взаимосвязанной интеграции собственно антенны с активными элементами генерации, усиления или преобразования сигналов.

5.2. Основные достоинства антенн-усилителей

Одним из наиболее важных достоинств таких антенн является возможность повышения отношения сигнал-шум. Особенно заметно это проявляется при использовании фидерной линии, соединяющей антенну с приемником. Объясняется это тем, что устраняется влияние дополнительных шумов, возникающих в фидере как из-за шумовых потерь, так и вследствие приема посторонних сигналов самим фидером (из-за антенного эффекта фидера) (рис. 5.2). Пусть $P_с$ — мощность сигнала, поступающего из приемной антенны в фидер (в точках 1—1); $P_{ш.а}$ — мощность шумов, поступающих из антенны в фидер вместе с сигналом. Тогда отношение мощности сигнала к мощности шумов в точках 1—1 (рис. 5.2,*а*) будет

$$P_с/P_{ш.а}. \qquad (5.1)$$

В точках 2—2 мощность сигнала будет равна $\eta P_с$, где η — КПД линии; мощности шумов, поступающих из антенны, будет добавляться мощность шумов $P_{ш.ф}$, возникающих в фидере, и поэтому отношение мощности сигнала к мощности шумов в точках 2—2 (рис. 5.2,*а*) на входе приемника будет

$$(\eta P_с)/(\eta P_{ш.а} + P_{ш.ф}). \qquad (5.2)$$

Очевидно, что (5.2) меньше, чем (5.1), т. е. отношение сигнал-шум на входе приемника уменьшилось.

Рассмотрим рис. 5.2,*б*, где непосредственно на входе антенны включен усилитель АУ. Здесь отношение мощности сигнала к мощности шума антенны в точках 1—1 по-прежнему будет определяться по (5.1). Это же соотношение сохранится и в точках 2—2 на выходе усилителя АУ (при предположении, что мощность собственных шумов усилителя много меньше мощности шумов, поступающих из антенны). В точках 3—3 на входе приемника отношение мощности сигнала к мощности шумов будет

$$\frac{k\eta P_{\text{с}}}{k\eta P_{\text{ш.а}} + P_{\text{ш.ф}}}, \qquad (5.3)$$

где k — коэффициент усиления по мощности усилителя АУ. Очевидно, что при достаточном значении k первое слагаемое в знаменателе дроби (5.3) можно сделать много большим, чем второе, тогда соотношение (5.3) будет равно (5.1) и влияние дополнительных шумов, возникающих в фидере, будет устранено.

При использовании антенного усилителя с достаточным коэффициентом усиления становится возможным уменьшение размеров проволочной антенны с фидером при сохранении требуемого превышения уровня сигнала над уровнем шумов. Уменьшение габаритных размеров антенны является, естественно, во многих случаях большим ее достоинством.

Согласование пассивной антенны с приемником для получения от антенны наибольшей мощности, как известно, возможно с помощью пассивных реактивных элементов. Однако таким путем решение задачи согласования в широком диапазоне частот (например, с перекрытием $f_{\text{макс}}/f_{\text{мин}}$ в 5—10 раз) очень усложняется и в ряде случаев невозможно.

В активных антеннах широкая полоса пропускания достигается не согласованием собственно антенны со входом активного (усилительного) элемента, а независимой от частоты передачей напряжения от приемной антенны на вход усилителя и согласованием выходного сопротивления усилителя с нагрузкой.

Поясним сказанное на примере штыревой антенны с размерами, малыми по сравнению с длиной волны. На рис. 5.3 показана короткая штыревая антенна, основание которой заземлено, а в разрыв средней части включен антенный усилитель (активный элемент АЭ) на транзисторе. Выход усилителя АЭ соединен вертикальным проводником с входом приемника ($R_{\text{пр}}$). (Такую антенну иногда называют рамочно-вибраторной антенной-усилителем.) Эквивалентная схема приемной антенны показана на рис. 5.4,*а*, где $\varepsilon_{\text{а}}$ обозначает ЭДС в приемной антенне, равную $\varepsilon_{\text{а}} = h_{\text{д}}E$; $h_{\text{д}}$ — действующая высота антенны; E — напряженность вертикального электрического поля. На рис. 5.4,*б* показана эквивалентная схема антенны, когда общая высота антенны $(l_1 + l_2)$ меньше четверти длины волны и, следовательно, левый короткозамкнутый конец длиной l_1 имеет индуктив-

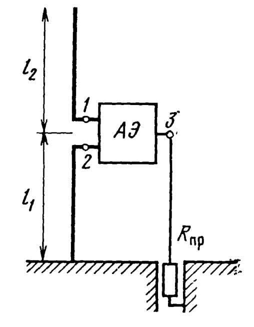


Рис. 5.3. Схема включения антенного усилителя в середину штыревой заземленной антенны

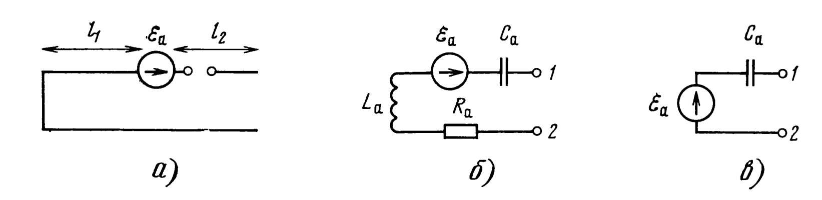


Рис. 5.4. Эквивалентные схемы антенны, показанной на рис. 5.3, в точках 1—2

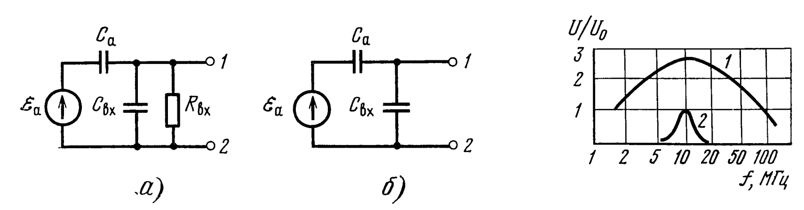


Рис. 5.5. Эквивалентные схемы антенны и входного сопротивления усилителя

Рис. 5.6. Изменение напряжения на входе приемника в широком диапазоне частот

ное сопротивлени, а правый разомкнутый конец длиной l_2 имеет емкостное сопротивление; R_a обозначает активную составляющую сопротивления антенны. При размерах обоих участков антенны, малых по сравнению с длиной волны участки l_1 и l_2 можно заменить соответственно малой индуктивностью L_a и малой емкостью C_a так, что $\omega L_a \ll 1/\omega C_a$; учитывая также, что R_a имеет небольшое сопротивление, получаем эквивалентную схему антенны, показанную на рис. 5.4,*в*.

Подбирая оптимальную схему включения транзистора и его режим работы (выбором соответственно напряжения питания входной цепи), можно обеспечить небольшую входную емкость $C_{вх}$ транзистора (в точках 1—2) и большое активное входное сопротивление $R_{вх}$ (параллельное $C_{вх}$). При этом эквивалентная схема входной цепи антенны-усилителя (в точках 1—2) имеет вид, показанный на рис. 5.5,*а*, а при выполнении условия о том, что $R_{вх} \gg 1/\omega C_{вх}$, схема получает вид, показанный на рис. 5.5,*б*.

Для последней схемы легко доказать, что напряжение на входе усилителя (т. е. в точках 1—2) будет определяться выражением

$$U_{12} = \frac{\varepsilon_a}{1 + C_{вх}/C_a}. \qquad (5.4)$$

Таким образом, при выполнении перечисленных выше условий напряжение на входе усилителя не будет зависеть от частоты. При этом чем меньше $C_{вх}$ по сравнениею с C_a, тем ближе будет напряжение U_{12} к величине ε_a.

При правильно выбранной схеме включения и соответствующем режиме питания транзистора в схеме АЭ (см. рис. 5.3) можно добиться согласования ее выходного сопротивления с входным сопротивлением приемника ($R_{пр}$); при этом выходное сопротивление транзистора (для переменного тока) почти не будет зависеть от частоты (до тех пор, пока не начнут сказываться паразитные емкости схемы).

Так достигается широкополосное согласование антенны усилителя с приемником.

В литературе приводится схема включения усилительного элемента в виде биполярного транзистора ГТ330, включенного по схеме с общим коллектором в разрыв в середине штыревой антенны высотой 50 см (см. рис. 5.3). Такая схема кроме усиления обеспечивает широкополосное согласование антенны с входным сопротивлением приемника ($R_{вр}$), равным 50 Ом. В указанной схеме зажим *1* антенны соединен с базой транзистора, зажим *2* — с коллектором, на зажиме *3* нагрузка подсоединена к эмиттеру. Таким образом получается, что транзистор включен по схеме эмиттерного повторителя, имеющего большое входное активное сопротивление (десятки и сотни килоом). Транзистор шунтирован небольшой емкостью (единицы пикофарад) и небольшим активным выходным сопротивлением (десятки ом). Входное и выходное активные сопротивления не зависят от частоты (в пределах использования), что и обеспечивает широкополосное согласование антенны с нагрузкой.

На рис. 5.6 для указанной антенны приведены кривые напряжения на входе приемника в широком диапазоне частот *1* и для той же антенны, но согласованной с приемником с помощью реактивных элементов *2*. Напряжение U на входе приемника нормировано по отношению к напряжению U_0, полученному при согласовании реактивными элементами и соответствующему точке максимума на кривой *2*. Как видно из рисунка, ширина полосы частот (область согласования) для активной антенны во много раз шире, чем для пассивной.

Подобные же результаты могут быть получены и с усилителем на полевом транзисторе, который, как и рассмотренный биполярный транзистор, обладает большим входным и относительно небольшим выходным сопротивлениями.

Наряду с перечисленными выше достоинствами активные антенны упрощают соединение симметричной антенны с несимметричным фидером.

5.3. Краткий обзор антенн-усилителей

В настоящее время существует много типов активных антенн, предназначенных для разных целей. Некоторые из них, например автомобильные антенны, выпускаются отечественной промышленностью и поступают в торговую сеть.

Кратко остановимся на описании устройства некоторых типов антенн-усилителей для бытовой радиоаппаратуры.

Автомобильные антенны-усилители. Автомобильные активные антенны имеют малые размеры, удобны для размещения внутри автомобиля и имеют хорошие электрические параметры.

Отечественной промышленностью было выпущено несколько типов автомобильных антенн-усилителей: АА-001, АА-301, АВ-24, АВА-2.

Антенна АА-001 предназначена для работы с автомобильным приемником, устанавливаемым на автомобиле ВАЗ-2101 вместо наружной штыревой антенны АР-108 в диапазоне ДВ (150 ... 408 кГц) и СВ (525 ... 1605 кГц). Конструктивно антенна выполнена в наружном зеркале заднего вида (устанавливаемом сбоку автомобиля).

Антенна АА-301 предназначена для работы с автомобильными приемниками, устанавливаемыми на автомобилях «Жигули» и «Волга», и может заменять

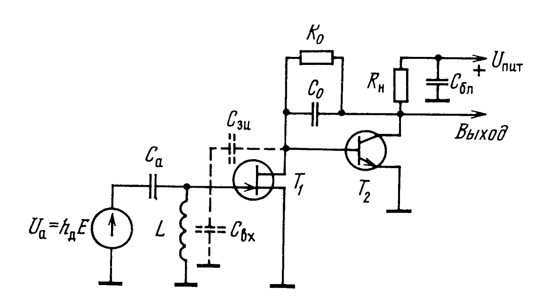


Рис. 5.7. Упрощенная схема активной автомобильной антенны АА-301

стандартные телескопические антенны, устанавливаемые на указанных автомобилях.

Антенна АА-301 имеет наружный съемный герметичный штырь длиной 0,4 м, обеспечивающий напряжение на входе приемника большее, чем от стандартной антенны, имеющей в 3 раза большую длину. Питание антенны осуществляется от аккумуляторной батареи (с заземленным минусом) напряжением 12 В; потребляемый ток 20 мА. Рабочий диапазон частот антенны 100 кГц ... 30 мГц

Упрощенная схема активной антенны показана на рис 5.7. Так как штырь антенны во много раз меньше длины волны принимаемых сигналов, эквивалентной схемой антенны является источник ЭДС $\varepsilon_a = h_д E$ (где E — составляющая электрического поля вдоль штыря), соединенный последовательно с емкостью C_a. Входное сопротивление широкополосного усилителя антенны в рабочем диапазоне частот может быть представлено небольшой емкостью $C_{вх}$, шунтировачной большим входным активным сопротивлением первого каскада усиления на полевом транзисторе T_1. Поэтому напряжение, передаваемое от антенны на вход усилителя, можно определить по формуле (5.4). Дроссель L на входе T_1 обеспечивает утечку тока затвора полевого транзистора на общий минус источника питания и шунтирует низкочастотные напряжения наводимых помех. Второй каскад усилителя выполнен на биполярном транзисторе T_2 с нагрузкой $R_н$. Резистор R_0 совместно с C_0 создает отрицательную обратную связь и улучшает частотную характеристику усилителя.

Антенна АВ-24 предназначена для работы с автомобильным приемником автомобиля «Волга» (ГАЗ-24) и монтируется совместно с внутрисалонным зеркалом заднего вида. Антенна обеспечивает прием АМ сигналов в диапазоне 150 ... 1605 кГц и ЧМ сигналов в диапазоне 65,8 ... 73 МГц. Питание антенны осуществляется от автомобильного аккумулятора 12 В; потребляемый ток 10 мА Усилитель УКВ диапазона — однокаскадный на биполярном транзисторе; усилитель ДВ и СВ диапазонов — двухкаскадный на полевом и биполярном транзисторах.

Антенна АВА-2 предназначена для работы с автомобильными приемниками легковых автомобилей любых марок и служит для приема радиовещательных станций с АМ в диапазонах ДВ (150 ... 405 кГц), СВ (525 ... 1605 кГц), КВ (3,95 ... 20,0 МГц) и ЧМ в диапазоне УКВ (65,8 ... 73,0 МГц). Питание антенны осуществляется от автомобильного аккумулятора напряжением 12 В с минусом на корпусе автомобиля; ток питания 5 мА.

АВА-2 является внутрисалонной антенной, представляет собой горизонтальный металлический стержень общей длиной 290 мм, укрепленный на блоке уси-

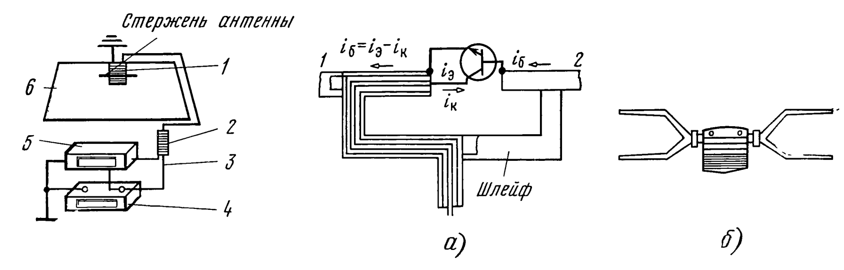


Рис. 5.8. Схема соединения элементов АВА-2

Рис. 5.9. Телевизионная антенна-усилитель для дециметрового диапазона волн:
а — общий вид; *б* — пояснение конструкции

лителя. Этот блок вместе со стержнем приклеивается на внутренней стороне ветрового стекла автомобиля за зеркалом заднего вида. Схема соединения элементов, входящих в состав АВА-2, показана на рис. 5.8. Экранированный провод от блока усилителя *1* идет на промежуточный блок *2*, выход которого проводом питания *3* соединяется с плюсом аккумулятора *4*; другой выход блока *2* соединяется штеккером с антенным гнездом приемника *5*. Провод заземления блока усилителя поджимается под винт крепления кронштейна зеркала заднего вида. Промежуточный блок укрепляется (приклеивается) в удобном месте, а провод, соединяющий блоки, укладывается под резиновый уплотнитель ветрового стекла *6*. Провод питания *3* не обязательно соединять с аккумулятором, его можно подсоединить к проводу питания автомобильного приемника между предохранителем и приемником, а место соединения необходимо изолировать.

Антенны-усилители для радиоприемников и телевизоров. Примером активной антенны, разработанной в США для приема радиовещания, является мини-антенна, предназначенная для работы в диапазоне частот 100 кГц ... 30 МГц. Она состоит из стержня высотой 38 мм с укрепленным на его вершине диском диаметром также 38 мм. Диск служит для увеличения действующей высоты антенны и ее емкости, что приводит к повышению напряжения, передаваемого на вход усилителя (см. формулу (5.4)).

Стержень антенны непосредственно соединен с трехкаскадным усилителем. Первый каскад — на полевом транзисторе с большим входным сопротивлением, второй каскад — промежуточный усилитель, а третий — выходной каскад — эмиттерный повторитель, обеспечивающий согласование антенны в широком диапазоне частот с коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом, идущим к приемнику.

Измерения показали, что такая антенна на частотах более низких, чем 3 ... ... 5 МГц, обеспечивает такой же прием, как штырь высотой 4 м. При измерениях сравниваемые антенны располагались над заземленной металлической пластиной большой площади.

Указанную мини-антенну можно использовать на автомобилях и самолетах, а также в антенных решетках.

В литературе описана антенна-усилитель, предназначенная для встраивания в переносные транзисторные приемники. Она улучшает прием в диапазоне КВ и имеет следующие технические показатели: рабочий диапазон частот 3 ... .. 30 МГц; собственная реальная чувствительность АУ 10 мкВ/м (при

длине антенного штыря 1 м); коэффициент усиления по напряжению усилителя 10; напряжение питания 9 ... 12 В; потребляемый ток 2,5 ... 3 мА.

При использовании активных антенн для телевизионного приема возможно примерно в 5 раз уменьшить размеры антенны по сравнению с обычными наружными телевизионными.

В литературе описаны подобные активные телевизионные антенны, выполненные печатным способом на диэлектрической плате. Для защиты от внешних воздействий такие антенны помещаются в пластмассовый кожух.

Подобная антенна разработана в ФРГ для приема программ в двух телевизионных диапазонах волн 54 ... 88 МГц и 174 ... 216 МГц. Роль собственно антенны выполняют металлические полоски, напечатанные на плате в форме плоских спиралеобразных индуктивностей; антенна дополнительно нагружена на концах конденсаторами (в виде небольших металлических цилиндров, охватывающих концы диэлектрической оболочки антенны). Указанные пассивные элементы, объединенные в единую схему, обеспечивают фильтрацию сигналов и согласование антенны с усилителем на биполярном транзисторе, смонтированном на общей плате. Выход транзистора через симметрирующий трансформатор соединяется с коаксиальным кабелем, идущим к телевизору.

Антенна заключена в диэлектрическую оболочку цилиндрической формы. Длина всей антенны 0,6 м.

В заключение рассмотрим телевизионную комнатную активную антенну для диапазона дециметровых волн (рис. 5.9).

Антенна представляет собой симметричный вибратор (*1*, *2*) небольшой длины; каждая половина его состоит из двух параллельно соединенных «рогов», что увеличивает полосу принимаемых антенной частот. По обе стороны от середины вибратора присоединены половины шлейфа резонансных размеров. Внутри одной из половин проходит кабель, соединяющий антенну с телевизором. В середину вибратора вмонтирован биполярный транзистор, обеспечивающий усиление принимаемого сигнала. Эмиттер присоединен к одной половине вибратора, база — к другой; коллектор соединен с центральным проводом высокочастотного кабеля. При таком включении симметрия вибратора не нарушается, так как по внешней оболочке обеих половин вибратора протекают одинаковые токи базы.

Глава 6.

ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ АНТЕННЫ

6.1. Передающие телевизионные антенны

Высокое качество передачи и приема телевизионного изображения и звука в значительноей мере определяется условиями распространения и характеристиками передающих и приемных антенн.

Исследования, проведенные по выявлению преимуществ и недостатков горизонтальной и вертикальной поляризации, показали, что промышленные помехи и интерференция от зданий и сооружений меньше при использовании горизонтально поляризованных волн. На вертикально поляризованных волнах проще осуществлять ненаправленную передачу.

Для телевизионного вещания в основном применяются горизонтально поляризованные волны. Для того чтобы ослабить взаимные помехи телевизионному приему станций, работающих на одноименных каналах, стали использовать для телевизионного вещания и вертикально поляризованные волны.

Максимум диаграммы направленности передающей антенны обычно наклоняют немного вниз, чтобы не было бесполезного излучения энергии в верхнюю полусферу. Создание направленной диаграммы обеспечивается установкой нескольких этажей. Наклон осуществляется соответствующим фазированием тока в этажах антенны. Увеличение направленности антенны в вертикальной плоскости большим числом излучателей и расположение их этажами один над другим сопровождается появлением боковых лепестков и, главное, провалами излучения между ними. Провалы излучения, в свою очередь, приводят к появлению «мертвых зон» на территории, обеспечиваемой телевизионным вещанием с помощью данной антенны. Устранение мертвых зон осуществляется «замазыванием» провалов между лепестками. Для этого соответствующим образом подбирают фазы и амплитуды питания этажей (рис. 6.1).

При выборе формы диаграммы направленности необходимо, чтобы ни на каком участке территории плотность потока мощности излучения не превышала допустимой санитарной нормы.

Одной из первых телевизионных антенн была антенна Линденблада, установленная в 1939 г. на самом высоком здании Нью-Йорка (на высоте свыше 400 м) (рис. 6.2), представляющая собой широкополосную турникетную антенну. Под турникетной антенной понимают антенну, выполненную из двух взаимно перпендикулярных одинаковых симметричных вибраторов, питаемых со сдвигом фаз в 90°. В направлении, перпендикулярном плоскости вибраторов, вектор напряженности поля вращается, сохраняя в течение периода постоянную амплитуду. Таким образом, в этом направлении поле поляризовано по кругу. В других направлениях поляризация переходит в эллиптическую, вырождающуюся в линейную для направлений, лежащих в плоскости, в которой находятся вибраторы. Поэтому если вибраторы горизонтальны, то в горизонтальной плоскости поле будет линейно поляризовано. В этой плоскости диаграмма направленности турникетной антенны близка к окружности.

Антенна Линденблада имеет сравнительно большую массу, высокую стоимость и сложна в настройке.

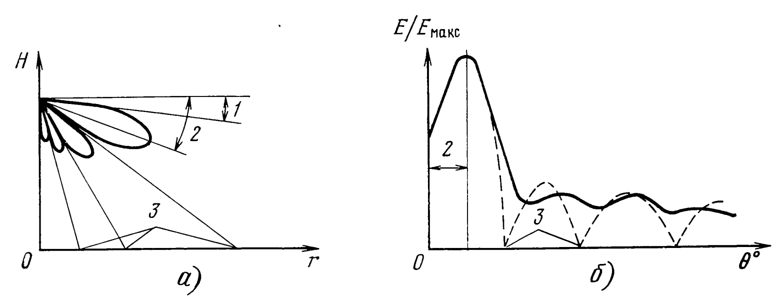


Рис. 6.1. Диаграмма направленности передающей антенны в вертикальной плоскости:

а — наклон диаграммы направленности и мертвые зоны; *б* — «замазывание» нулей диаграммы направленности; *1* — угол видимости горизонта; *2* — наклон главного максимума диаграммы; *3* — мертвые зоны

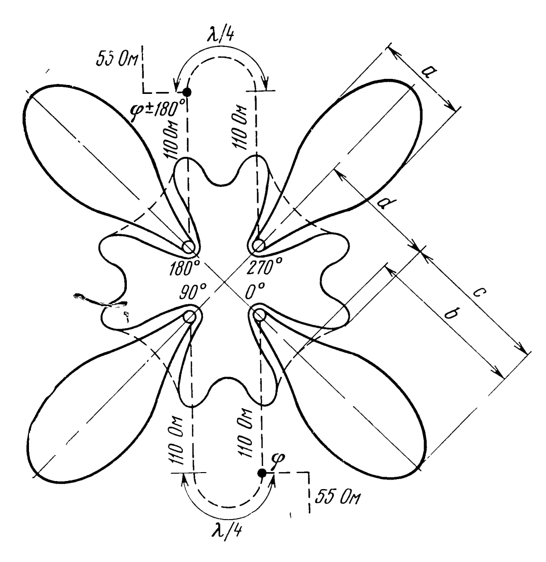


Рис. 6.2. **Антенна Линденблада из эллипсоидальных вибраторов, включенных по схеме верхнего питания. Расположение вибраторов в плане (штриховой линией показана схема фазирования), где** $c+d=1{,}1\ \lambda/4$; $a/b\approx 6/15$; $c/d\approx 7/5$

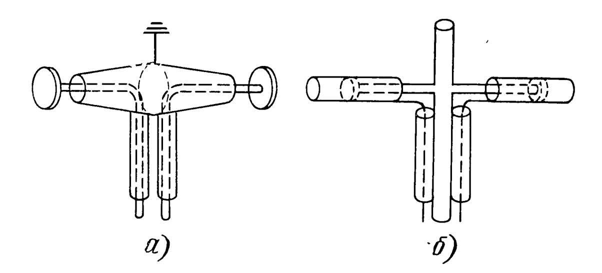


Рис. 6.3. Схемы широкополосных симметричных вибраторов, применявшихся в передающих телевизионных антеннах:

а — дискоконусный; *б* — трубчатый

Для упрощения конструкции в качестве элементов турникетной антенны применялись дискоконусные вибраторы, состоящие из двух усеченных конусов, соединенных основаниями и возбуждаемых дисками по схеме верхнего питания (рис. 6.3,*а*).

Широкополосные турникетные антенны выполнялись также из трубчатых вибраторов с параллельно включенными коаксиальными короткозамкнутыми шлейфами (рис. 6.3,*б*).

Все описанные вибраторы могут крепиться непосредственно к телу заземленной мачты без применения керамических изоляторов.

Чем больше диаметр вибратора в турникетной антенне, тем больше ширина полосы пропускаемых частот. Однако при этом возникают трудности, связанные с креплением их к мачте. В 1947 г. советским ученым Б. В. Брауде

была предложена турникетная антенна, в которой цилиндрические вибраторы заменены на широкие плоские вибраторы, выполненные из трубок. Вибраторы Брауде крепятся на мачте с помощью изоляторов, а напряжение питания подается двумя коаксиальными 75-омными коаксиальными линиями.

При высоте вибратора, равной λ/4, верхняя его точка может быть заземлена, т. е. приварена к мачте. При этом образуется четвертьволновый металлический изолятор. Такая конструкция существенно уменьшает его ветровые нагрузки (рис. 6.4,*а*). Входное сопротивление вибратора в полосе частот ±7,5 % примерно равно 140 Ом.

В турникетных антеннах в настоящее время используют сдвоенные плоскостные вибраторы с косым срезом. Входные зажимы антенны располагаются в середине вибратора (рис. 6.4,*б*). Кроме вибратора параллельно ему включены

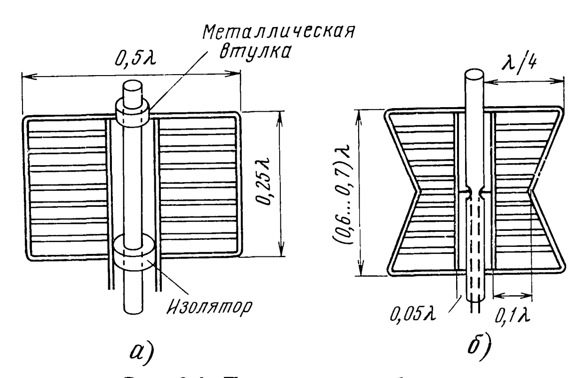


Рис. 6.4. Плоскостные вибраторы:
а — вибраторы Брауде; *б* — Ж-образный вибратор

два металлических четвертьволновых изолятора (четвертьволновые, короткозамкнутые на конце двухпроводные линии). Благодаря этому антенна не имеет опорных диэлектрических изоляторов. Это повышает ее прочность и надежность. Входное сопротивление Ж-образного вибратора примерно 75 Ом.

По сравнению с одинарным вибратором Ж-образный вибратор имеет более узкую диаграмму направленности в вертикальной плоскости, а его КНД в 1,7—1,8 раза больше.

Средняя точка Ж-образного вибратора закреплена достаточно жестко, и питание к ней может подводиться без установочного изолятора.

В настоящее время все чаще используются блоки в виде нескольких вибраторов, установленных на одном металлическом экране. Такой блок называется панелью. Для излучения в метровом диапазоне экраны делаются решетчатыми с целью уменьшения сопротивления ветру. Вибраторы на панелях установлены на расстоянии четверти волны от экрана. При использовании полуволновых вибраторов расстояния между ними составляют около половины длины волны, а при использовании одноволновых вибраторов (0,5 ... 0,7) длины волны.

В диапазоне метровых волн панель объединяет два или четыре вибратора, а для первого канала — только один вибратор. В дециметровом диапазоне на экране панели устанавливают от четырех до восьми вибраторов (рис. 6.5).

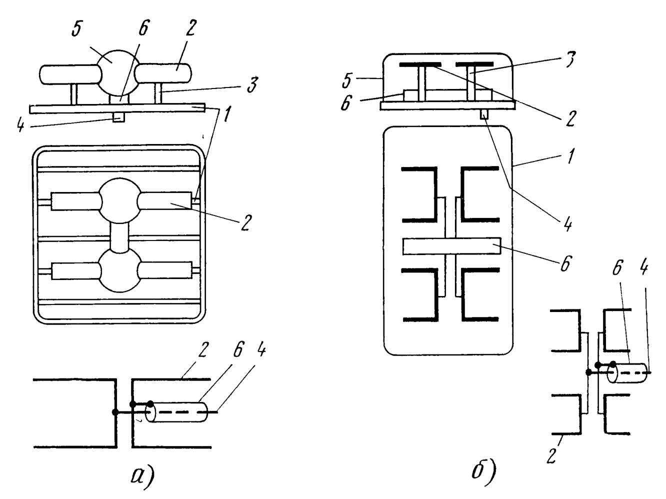


Рис. 6.5. Панели передающих телевизионных антенн:

а — антенная панель метрового диапазона волны, *б* — антенная панель дециметрового диапазона волн:

1 — экран; *2* — вибратор; *3* — металлический стержень крепления вибратора; *4* — коаксиальный вход вибраторов панели; *5* — защитный пластмассовый чехол, *6* — симметрирующее устройство

Поскольку панель является самостоятельным блоком, то, изменяя число панелей в этаже направление максимального излучения их наклоном и фазируя панели соответствующим образом, можно получить необходимую в данных условиях диаграмму направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Панель можно ориентировать таким образом, чтобы вибраторы были горизонтальны или вертикальны в зависимости от запроектированного вида поляризации излучаемой волны.

Для получения в горизонтальной плоскости ненаправленной диаграммы по периметру сечения башни (призмы) устанавливаются четыре панели. Применяется как синфазное, так и переменно-фазное питание (со сдвигом на 90°, как в турникетной антенне).

В качестве примера на рис. 6.6 приведена диаграмма направленности при синфазном питании панелей с волновыми вибраторами.

Широкое распространение в качестве передающих телевизионных антенн нашли радиальные вибраторы, предназначенные для работы на цилиндрических башнях без применения плоских экранов.

Радиальные вибраторы отличаются небольшим сопротивлением ветру и простой конструкцией. Они представляют собой несимметричные четвертьволновые укороченные вибраторы большого диаметра (рис. 6.7,*а*).

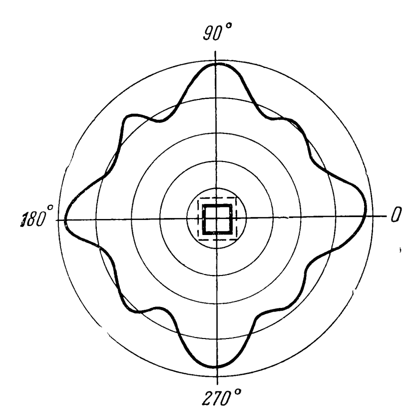


Рис. 6.6. Примерная диаграмма направленности в горизонтальной плоскости при синфазном питании панелей с волновыми вибраторами

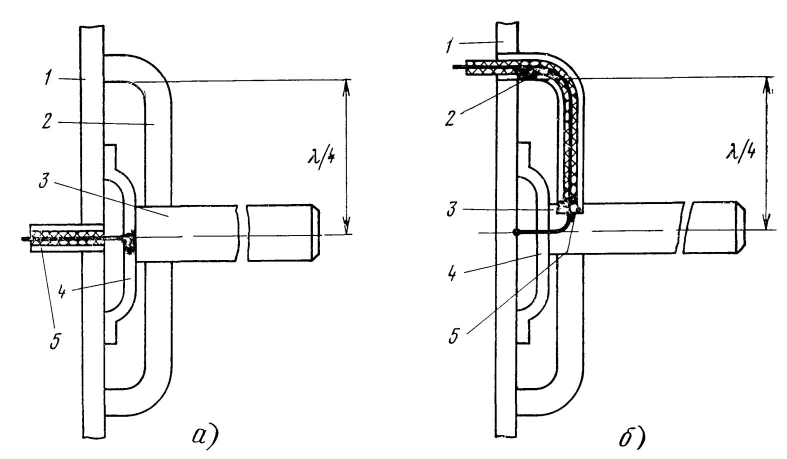


Рис. 6.7. Варианты радиальных вибраторов:

а — центральный провод коаксиальной линии подключен к вибратору; *б* — экран коаксиальной линии подключен к вибратору; а центральный провод — к телу опоры, что обеспечивает противофазное питание вибратора:
1 — опора; *2* — четвертьволновый изолятор, *3* — вибратор, *4* — диэлектрический колпак; *5* — коаксиальная линия передачи

Вибраторы крепятся на мачте с помощью двух четвертьволновых короткозамкнутых линий (четвертьволновых металлических изоляторов). Вход вибратора защищен диэлектрическим колпаком. При такой конструкции вибратор можно питать в противофазе без симметрирующего устройства. Для этого нужно пропустить кабель внутри четвертьволнового изолятора и подключить его центральный проводник к телу мачты (рис. 6.7,*б*). В каждом этаже устанавливают по восемь вибраторов, питаемых с фазовым сдвигом в 90 или 45°. Расстояние между этажами вибраторов составляет 0,5 ... 0,6 длины волны.

6.2. Приемные телевизионные антенны

Симметричные вибраторы для приема телевидения. Подавляющее число приемных телевизионных антенн либо представляет собой симметричный вибратор, либо содержит его в качестве основного элемента (или элементов). В основном используются следующие разновидности активных вибраторов: прямолинейный вибратор последовательного и параллельного питания, уголковые и петлевые вибраторы.

Симметричные вибраторы для коротковолнового диапазона волн были описаны в гл. 4, поэтому здесь приведем сведения, характерные для их использования в диапазонах волн, применяемых в телевидении.

Симметричный вибратор последовательного питания иногда называют разрезным вибратором. Вдоль оси вибратор не принимает, и поэтому, повернув вибратор нулем диаграммы в направлении приходящей помехи, можно добиться ее подавления на выходе антенны. Такой прием, в отличие от частотной избирательности, называют пространственной избирательностью (селекцией). Поскольку у симметричного вибратора диаграмма имеет достаточно широкий максимум, то поворот антенны даже на угол 30° снизит напряжение от полезного сигнала только на 20 %.

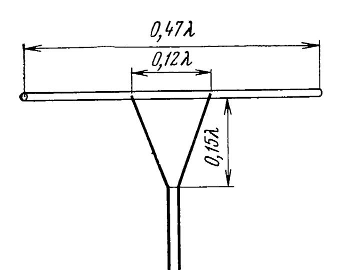


Рис. 6.8. Неразрезной полуволновый симметричный вибратор параллельного питания

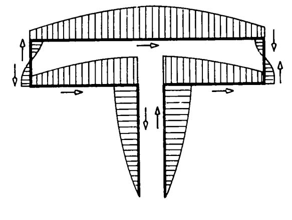


Рис. 6.9. Распределение тока вдоль проводников полуволнового симметричного петлевого вибратора

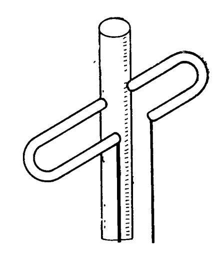


Рис. 6.10. Крепление петлевого вибратора к мачте

Диаграмма направленности симметричного полуволнового вибратора и ее изменения в зависимости от частоты показаны на рис. 4.4. Основным ограничением при многоканальном применении полуволновых симметричных вибраторов последовательного питания являются значительные изменения реактивной составляющей входного сопротивления при изменении частоты (см. рис. 4.5). Для расширения рабочей полосы частот увеличивают диаметр трубки, из которой изготавливают вибратор.

Симметричный вибратор параллельного питания (неразрезной) питается в точках, симметричных относительно его середины, с помощью симметричной двухпроводной линии (рис. 6.8) или коаксиального кабеля с симметрирующим устройством. В силу симметрии середина вибратора имеет нулевой потенциал, и поэтому вибратор можно устанавливать на металлической мачте без изолятора. При соединении вибратора с телевизором коаксиальным кабелем подключение симметрирующего устройства к вибратору осуществляется через плавно сходящуюся двухпроводную линию. Диаграмма направленности вибратора с параллельным питанием такая же, как у вибратора с последовательным питанием.

Петлевой вибратор Пистолькорса. Петлевой симметричный вибратор представляет собой сочетание двух параллельных полуволновых вибраторов, к одному из которых подведена линия передачи, а второй возбуждается благодаря наличию перемычек, соединяющих концы обоих вибраторов, а также электромагнитным полем, создаваемым током, текущим по вибратору. Распределение тока на проводниках показано на рис. 6.9. Благодаря тому, что в середине второго вибратора расположен узел напряжения, его можно не устанавливать на мачте с помощью изолятора, а непосредственно приварить к мачте или укрепить болтовым соединением.

Для того чтобы лучше понять возможность такого крепления, следует представить себе полуволновую короткозамкнутую на конце линию. Если эту линию укрепить короткозамкнутым концом к металлической мачте, или кронштейну, то распределение тока и напряжения в ней не изменится.

При расположении петлевого вибратора перпендикулярно к мачте, он ее не возбуждает, так как каждая его половина вызывает на поверхности мачты токи, текущие в противоположные стороны (рис. 6.10). Это относится к любо-

му симметричному вибратору, а в более общем случае — к любой симметричной антенне.

Сопротивление излучения тонкого полуволнового петлевого вибратора равно 292 Ом. В том случае, если вибратор излучает на резонансной волне, то его входное сопротивление совпадает с сопротивлением излучения.

Возможные варианты питания петлевого вибратора приведены на рис. 6.11. В варианте, показанном на рис. 6.11,*а*, симметричная линия должна иметь волновое сопротивление около 300 Ом. Симметрирующее устройство из коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом может быть выполнено в двух вариантах. На рис. 6.11,*б* вибратор согласуется с кабелем с помощью U-колена. В том случае, когда коаксиальный кабель проходит внутри вибратора (рис. 6.11,*в*), необходимо предусматривать дополнительно согласующее

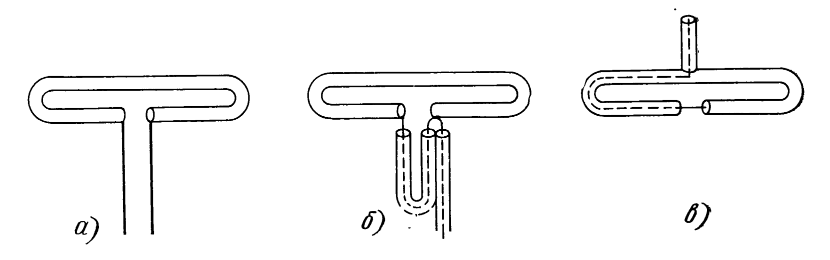


Рис. 6.11. Варианты питания петлевого симметричного вибратора:
а — двухпроводной линией; *б* — коаксиальным симметрирующим и согласующим устройствами (*U*-колена); *в* — коаксиалом, введенным внутрь трубки вибратора

устройство, так как коаксиальных кабелей с волновым сопротивлением 300 Ом нет.

Размеры петлевых полуволновых вибраторов для различных телевизионных каналов приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Диаметр трубки, мм	Длина вибратора, мм												
	Каналы метровых волн								Каналы дециметровых волн				
	1	2	3	4	5	6-8	9-12	6-12	21-25	26-30	31-35	36-40	21-40
4...8									275	256	238	220	245
8...12	2760	2320	1760	1600	1470	725	630	665					
8...16									270	250	232	214	240
12...18	2740	2300	1740	1580	1450	715	620	655					
18...30	2720	2280	1720	1560	1430	700	610	645					
	Расстояние между осями трубок вибратора принимается равным 70 ... 100 мм								Расстояние между осями трубок принимается равным 30 ... ... 40 мм				

Зигзагообразная антенна. Широкое распространение за последние десятилетия получила зигзагообразная антенна, представляющая собой широкополосную синфазную систему из двух квадратных проволочных рамок, размеры которых сравнимы с длиной волны. Рамки лежат в одной плоскости, имеют

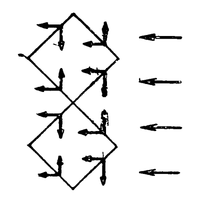


Рис. 6.12. Принцип действия зигзагообразной антенны

общую вертикальную ось, совпадающую с их вертикальной диагональю. Рамки включены параллельно (рис. 6.12), и вертикальные составляющие токов в них (в режиме передачи) противоположны, а горизонтальные — направлены у обеих рамок в одну и ту же сторону (в том случае, если длина каждой стороны квадрата равна четверти рабочей длины волны). В соответствии с принципом взаимности рамки будут принимать только горизонтально поляризованную составляющую напряженности электрического поля. В случае приема вертикальной поляризации всю систему следует повернуть на 90° в плоскости рамок.

Конструкция антенны для приема горизонтально поляризованного поля представлена на рис. 6.13,*а*. Антенна крепится на деревянной стойке с двумя поперечными рейками. Провода рамок крепятся на металлических планках, установленных на концах реек, на верху стойки, выше верхней рейки и в нижней части стойки, ниже нижней рейки таким образом, чтобы натянутые провода рамок образовали квадраты. Поскольку на стойке будут пучности токов и узлы напряжений, то металлические планки можно не изолировать от стойки. Планки на концах реек будут находиться в области пучности напряжения, и во избежание утечки тока их целесообразно установить на изоляторах. На вертикальной стойке, в том месте, где сходятся углы, образованные проводами обеих рамок, на изоляторах укрепляются две металлические пластины, к которым припаяны концы проводов рамок и фидера, соединяющего антенну с телевизионным приемником.

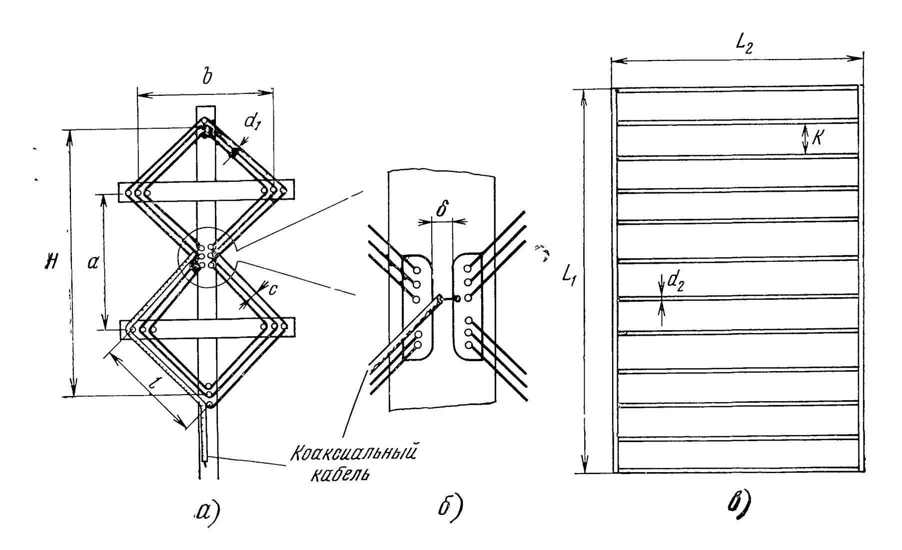


Рис. 6.13. Конструкция зигзагообразной антенны:

а — конструкция активного полотна антенны; *б* — узел питания антенны; *в* — конструкция отражателя (рефлектора) антенны

Для увеличения широкополосности антенны рамки выполняют не из одиночного провода, а из трех проводов, расположенных параллельно на расстоянии нескольких сантиметров друг от друга. В результате образуется система из трех вложенных одна в другую зигзагообразных антенн, включенных параллельно к одному фидеру. В качестве проводников рамок можно использовать антенный канатик, оплетку коаксиального кабеля, медный провод, тонкие металлические трубки и т. п. В качестве фидера применяют коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом. Для того чтобы осуществить переход от коаксиального кабеля к симметричному входу антенны без симметрирующего устройства, обычно снимают с кабеля диэлектрическую оболочку и оплетку кабеля проводят от нижнего угла нижней рамки по ее проводу к узлу питания, где центральный проводник припаивают к пластине со стороны подвода кабеля, а его центральный провод — к противоположной пластине. Поскольку кабель отходит от антенны вдоль ее оси симметрии в точке нулевого потенциала, то он не будет возбуждаться.

Для увеличения КНД зигзагообразной антенны применяют плоский рефлектор из натянутых на прямоугольную раму горизонтальных проводов. Наличие рефлектора повышает направленность антенны более чем вдвое и существенно улучшает защиту от приходящих сзади помех.

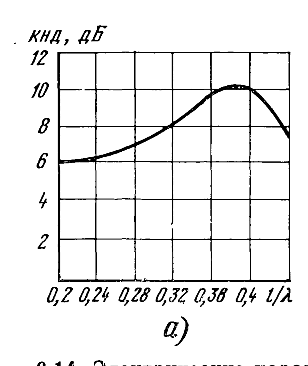
Основные размеры многоканальной зигзагообразной антенны и рефлектора приведены в табл. 6.2 (все размеры — в миллиметрах; обозначения см. на рис. 6.13).

Таблица 6.2

Номер канала	d_1	H	a-b	c	δ	L_1	L_2	k	d_2	s
1—5	2...3	3400	1700	100	10...15	3900...4200	3200	300	2...4	6 20
6—12	2...3	950	475	28	7...10	1170	900	130	2...4	1 75

Примечание. z — расстояние между плоскостью антенны и плоскостью рефлектора.

На рис. 6.14 приведены электрические характеристики зигзагообразной антенны.



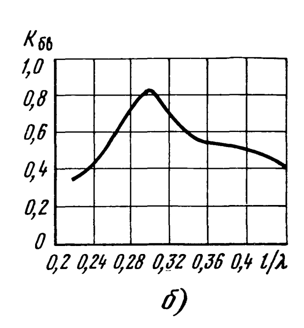


Рис. 6.14. Электрические характеристики зигзагообразной антенны:
а — зависимость коэффициента направленного действия антенны от отношения стороны квадрата к длине волны; *б* — зависимость коэффициента бегущей волны в фидере антенны от отношения стороны квадрата к длине волны

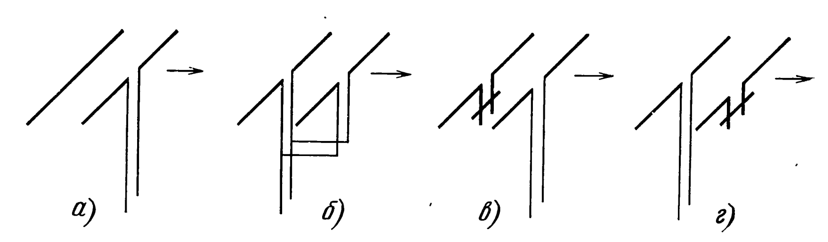


Рис. 6.15. Вибратор с рефлектором или директором:

а — вибратор с пассивным рефлектором; *б* — вибратор с активным рефлектором; *в* — вибратор с настраиваемым пассивным рефлектором; *г* — вибратор с пассивным директором (стрелками показаны направления главного лепестка диаграммы направленности)

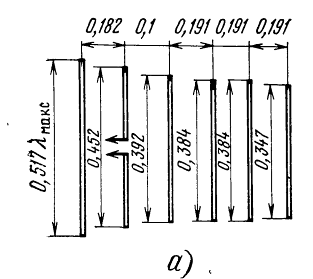
Рефлектор и директор. Для усиления интенсивности излучения горизонтального или вертикального вибратора применяют рефлектор или директор. При этом в силу закона о сохранении энергии увеличение энергии в одном направлении должно сопровождаться уменьшением излучения в другом направлении.

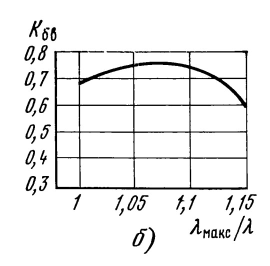
Простейшим рефлектором может служить плоский металлический лист, установленный со стороны, противоположной направлению максимального излучения. Расстояние между вибратором и листом должно быть примерно равным четверти длины волны. В этом случае в направлении, перпендикулярном листу фазы, поля излучения вибратора и его зеркального изображения отличаются на 360°, т. е. синфазны и складываются арифметически.

Не всегда удобно устанавливать металлический лист или заменяющую его сетку проводов. Значительно проще параллельно излучающему вибратору установить другой вибратор и возбудить в нем токи такой фазы, чтобы поля, создаваемые обоими вибраторами, складывались в нужном направлении. Так, например, если расстояние между обоими вибраторами равно четверти длины волны и ток одного из них отстает по фазе на четверть периода (на 90°) от тока другого, то излучение будет направлено в сторону вибратора отстающего по фазе, так как именно в этом направлении поля, излучаемые вибраторами, будут складываться, а в противоположном — компенсироваться (рис. 6.15,*а*). В том случае, когда к обоим вибраторам подводится линия питания (рис. 6.15,*б*), вибратор, опережающий по фазе, называется активным *рефлектором.*

Очень часто такая двухвибраторная система состоит из одного питаемого вибратора и второго вибратора, к которому питание не подводится (так называемый пассивный вибратор). Ток в пассивном вибраторе наводится благодаря наличию между ним и питаемым вибратором электромагнитной связи, т. е. падающее от активного вибратора на пассивный электрическое поле наводит в нем ЭДС и по нему течет ток. Регулируя длину вибратора, можно добиться, чтобы ток в нем отставал от тока в вибраторе на четверть периода (на 90° по фазе) или несколько меньше при расстоянии между вибраторами, равном или несколько меньшем четверти волны. Тогда поля будут складываться в направлении пассивного вибратора. Такой пассивный вибратор называется *директором*, что в переводе на русский язык — направляющий. Отставание по фазе на четверть периода, как показывают теория и практика настройки, обеспечивается в том случае, когда пассивный вибратор короче половины длины волны.

Если же ток в пассивном вибраторе, расположенном на расстоянии четверти волны или меньше, опережает по фазе на четверть периода или несколько





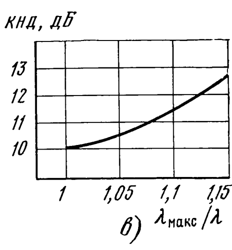


Рис. 6.16. Шестиэлементная антенна типа «волновой канал»:

а — схема антенны (размеры выражены через максимальную длину волны); *б* — зависимость коэффициента бегущей волны от длины волны; *в* — зависимость коэффициента направленного действия от длины волны

меньше ток питаемого вибратора, то система излучает в направлении, противоположном пассивному вибратору, он как бы отражает радиоволны, и его называют пассивным рефлектором.

Настройку пассивных вибраторов (директора и рефлектора) можно осуществлять подстроечным мостиком (рис. 6.15,*в*,*г*).

Директорные антенны. Директорные антенны часто называют антеннами типа «волновой канал», так как волна как бы направляется структурой антенны вдоль расположения ее элементов. Эти антенны являются наиболее распространенными направленными телевизионными приемными антеннами.

Антенна представляет собой ряд параллельных вибраторов длиной около полуволны, расположенных вдоль направления распространения. Один из вибраторов соединен с фидерной линией, идущей к телевизионному приемнику. Вибраторы, расположенные в сторону передающей телевизионной станции, имеют длину, меньшую полуволны и служат пассивными директорами. С обратной стороны устанавливается вибратор несколько больший полуволны. Он служит пассивным рефлектором (рис. 6.16,*а*). Направленность антенны достигается регулировкой длины пассивных вибраторов и расстояний между ними. Обычно расстояние между рефлектором и вибратором, к которому подключен фидер (активным вибратором), около 0,15 ... 0,2 длины волны, расстояние между активными вибратором и ближайшим директором около 0,1 ... 0,2 длины волны, расстояния между директорами также 0,1 ... 0,2 длины волны. Длина рефлектора (0,5 ... 0,6)λ, длина директоров (0,35 ... 0,45)λ. Применение второго рефлектора, расположенного позади первого, почти не улучшает направленности антенны, что связано с большим ослаблением поля первым (от активного вибратора) рефлектором. Поэтому во втором рефлекторе будут наводиться относительно малые токи, его излучение мало и слабо влияет на диаграмму направленности. Установка второго рефлектора может лишь уменьшить размер заднего лепестка диаграммы антенны. Дополнительные директоры позволяют при соответствующей их настройке увеличить излучение в направлении от активного вибратора в сторону директоров, так как каждый из них находится в поле падающей волны. Это приводит к увеличению КНД и сужению диаграммы направленности. В связи с тем, что в директорной антенне используются резонансные явления в рефлекторе и директорах, ее полоса пропускания невелика. Она обычно не превышает ±7 ... 8 % средней частоты рабочего диапазона волн. При этом КНД антенны в полосе пропускания изменяется в 1,5 ... 2 раза (рис. 16.16,*б*,*в*).

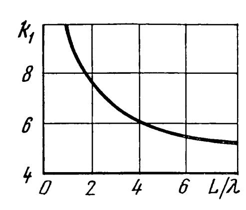


Рис. 6.17. Определение коэффициента направленного действия антенны типа «волновой канал»

При длине директорной антенны, превышающей длину волны ($L>\lambda$), зависимость ее КНД (при условии тщательной настройки) от длины может быть выражена простой формулой $D \simeq k_1 L/\lambda$, где k_1 — коэффициент, определяемый по графику, приведенному на рис. 6.17.

Логопериодическая антенна. Частотно-независимые свойства логопериодических антенн базируются на принципе электродинамического подобия. Проволочные антенны, выполненные из немагнитных материалов и расположенные в воздухе или вакууме, имеют одинаковые электрические характеристики, если, во-первых, все их геометрические размеры пропорциональны длинам волн, на которых они работают, и, во-вторых, проводимости проводов, из которых они выполнены, обратно пропорциональны длинам волн. Второе требование при выполнении антенн из металла с высокой удельной проводимостью не обязательно выполнять, так как проводимость определяет лишь потери энергии, которые для хороших проводников малы по сравнению с излучаемой энергией.

Частотно-независимая антенна представляет собой структуру, в которой на каждой данной длине волны ток протекает в пределах ограниченного участка. За пределами этого участка структуры, называемого активной областью антенны, ток быстро падает.

Рассматриваемая вибраторная логопериодическая антенна состоит из двухпроводной линии передачи и подключенных к ней вибраторов (рис. 6.18).

При изменении длины волны начинает интенсивно излучать та группа вибраторов, у которых длина близка к резонансной и расстояние между соседними вибраторами равно четверти длины волны. Поэтому изменение частоты питания в очень широких пределах почти не изменяет диаграммы направленно-

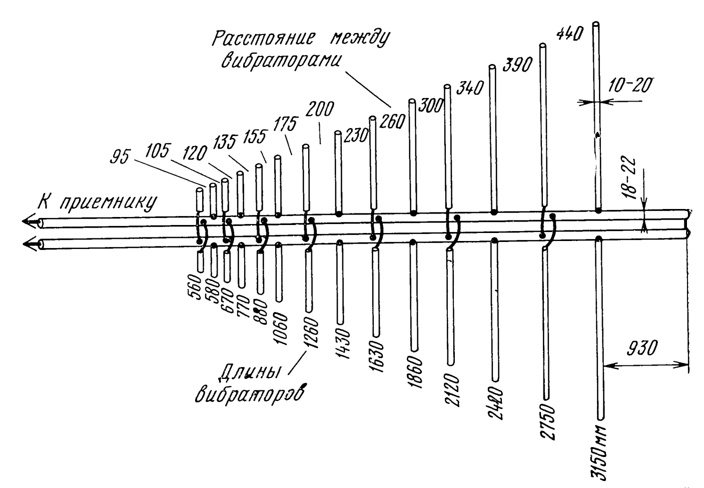


Рис. 6.18. Расположение и размеры вибраторов в логопериодической антенне, предназначенной для приема телевизионного вещания на каналах 1—12

сти. Постоянство входного сопротивления антенны объясняется тем, что короткие вибраторы, расположенные между входом антенны и областью активно излучающих вибраторов, слабо возбуждаются и их влияние сводится к некоторому изменению волнового сопротивления линии и изменению фазовой скорости в ней.

Вибраторы активной области подключены на расстоянии четверть волны один от другого, и отраженные ими волны почти компенсируются. Дело в том, что отражения от них оказываются из-за разности путей, равной полуволне, сдвинутыми по фазе примерно на 180°. Следует к тому же отметить, что расстояние в долях волны (электрическое расстояние) от точки питания (входных зажимов) антенны до активной области всегда остается одним и тем же и поэтому их сопротивление, пересчитанное ко входу, не изменяется с частотой.

В логопериодической антенне длины вибраторов, их диаметры и расстояния между ними изменяются в геометрической прогрессии:

$$\tau = \frac{l_n}{l_{n-1}} = \frac{d_n}{d_{n-1}} = \frac{r_n}{r_{n-1}},$$

где l_n, l_{n-1}, d_n, d_{n-1} — соответственно длины и диаметры соседних вибраторов, а r_n, r_{n-1} — расстояния между ними.

Часто для упрощения конструкции вибраторы по всей антенне или на некоторых ее участках изготавливают из трубок одинакового диаметра.

Кроме параметра τ, называемого периодом структуры, вводят параметр σ — относительное расстояние, равное отношению расстояния между парой соседних вибраторов к длине наибольшего из них. Если α — угол при вершине треугольника, образуемого линиями, соединяющими концы вибраторов, то

$$\sigma = \frac{1}{4}(1 - \tau)\operatorname{ctg}\alpha.$$

Логопериодическая вибраторная антенна может быть использована для приема передач многопрограммных телецентров.

На рис. 6.18 приведены размеры и расположение вибраторов одного из самых простых вариантов логопериодической антенны, который может обеспечить без перестройки прием программ телевизионного вещания на каналах 1—12.

Комнатные антенны. В тех случаях, когда прием осуществляется в зонах, где напряженность поля, создаваемого передающей антенной телевизионной станции, достаточно велика, можно не выносить антенну за пределы здания и ограничиться использованием комнатной антенны. Установлено, что на метровых волнах напряженность поля внутри здания в среднем в 6—7 раз меньше, чем снаружи. На дециметровых волнах это соотношение доходит до 10 ... 12. Естественно, при этом обычно на верхних этажах уровень сигнала выше, чем на нижних, а также в помещениях, у которых окна выходят в сторону телецентра, поле больше, чем в тех помещениях, у которых окна выходят на противоположную сторону. Напряженность электромагнитного поля внутри зда-

ния из-за отражений от стен, труб, электропроводки и пр. имеет ярко выраженный неоднородный характер, и поэтому при установке комнатной антенны следует искать ее месторасположение и ориентацию. Причем это место может оказаться различным для разных каналов.

В качестве комнатных антенн на метровых волнах можно использовать проволочные горизонтальные или наклонные симметричные вибраторы, но предпочтительнее пользоваться раздвижными вибраторами, позволяющими изменять длину, угол между двумя половинами вибратора и плоскость, в которой лежат вибраторы. Такие раздвижные вибраторы позволяют осуществлять в широких пределах выбор положения и ориентации, длины и поляризации антенны, приспосабливая их к структуре поля в комнате. На метровых волнах в качестве комнатных антенн удобно применять укороченные раздвижные вибраторы. Укорочение длины вибраторов производится совместно с компенсацией его емкостного реактивного сопротивления последовательным включением в оба плеча индуктивностей.

На дециметровых волнах можно применять направленные антенны — директорные, логопериодические и т. п. Их размеры невелики на этом диапазоне волн, и поэтому их легко приспосабливать к структуре поля в помещении.

Все шире для телевизионного приема используются комнатные антенны — усилители (см. гл. 5).

Дальний прием телевидения. В начале 30-х годов были уже известны случаи, когда радиоволны метрового диапазона принимались на расстояниях от передатчика, значительно превосходящих пределы прямой видимости. Начиная с 1950 г. было обнаружено, что иногда можно принимать сигналы телевизионных станций, расположенных на расстояниях в несколько сотен и даже тысяч километров. Так, например, в радиолюбительских журналах тех лет были опубликованы сообщения о приеме сигналов Пражского телевизионного центра в Угличе и Рязани, Московского телевизионного центра — в Чехословакии и Голландии.

Дальний прием телевизионных программ возможен при определенных состояниях различных слоев атмосферы Земли. Причем механизм распространения в зависимости от расстояния между передающей станцией и приемным устройством неодинаков. На расстояниях 20 ... 30 км за пределами прямой видимости распространение происходит благодаря дифракции (огибанию) радиоволн вокруг Земли и рефракции (преломлению) волны в тропосфере. Прием на расстояниях в 150 ... 1000 км происходит благодаря рефракции в тропосфере, а сверхдальнее распространение радиоволн на расстоянии свыше тысячи километров связано с их отражением от ионосферы. Обычно дальний прием телевидения наблюдается на первом диапазоне. Характерной особенностью дальнего приема являются замирания сигнала. Дальний прием возможен только на антенны, имеющие высокий КНД. Обычно используют для этих целей синфазные антенные решетки, состоящие из нескольких многодиректорных антенн, расположенных на одной мачте в несколько этажей. При этом диаграмма направленности в вертикальной плоскости сужается, а в горизонтальной остается такой же, как у одиночной антенны.

Глава 7.

АНТЕННЫ ДЛЯ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ

7.1. Антенны для приема радиовещательных станций

Прием радиовещательных программ может вестись на всех диапазонах длинных, средних, коротких и ультракоротких волн. Длинноволновые и средневолновые радиовещательные передающие центры возбуждают в пространстве вертикально поляризованные волны, распространяющиеся вдоль поверхности Земли.

Мощность передающих радиовещательных станций велика, и уровень сигналов, достигающих точки приема, достаточно большой. Поэтому действующая высота приемных антенн для радиовещательных приемников может быть небольшой. Этим объясняется то, что современные радиоприемники обычно снабжаются своими небольшими антеннами.

Для радиоприема на длинных и средних волнах служит магнитная антенна в виде ферритового стержня с проволочной обмоткой, размещаемая внутри приемника (см. гл. 4). Для приема на коротких и метровых волнах служит небольшая выдвижная антенна.

Понятие о конструкции магнитной антенны дает рис. 7.1,*а*. На этом рисунке ферритовый стержень *1* имеет намотку L_1, L_2. Стержень поддерживается резиновыми амортизаторами *2* и с помощью скобы *3* и стойки *4* крепится к шасси приемника. Обмотка L_1, L_2 обычно включается как индуктивность входного резонансного колебательного контура приемника (рис. 7.1,*б*). Применение сердечника приводит к увеличению действующей высоты многовитковой обмотки (рамки). Это увеличение пропорционально эффективной магнитной проницаемости стержня $\mu_{ст}$, которая может быть определена по графикам рис. 7.1,*в* (l — длина стержня; d — его диаметр; $\mu_{ст}$ — относительная величина магнитной проницаемости материала стержня).

При слабых сигналах от радиовещательных станций, когда желательно увеличить действующую высоту приемной антенны (при условии, что уровень внешних полей невелик), целесообразно применять наружные антенны.

Простой антенной индивидуального приема может служить вертикальный

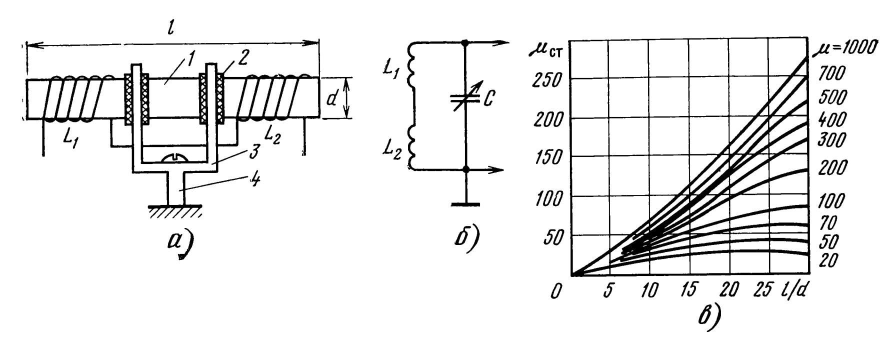


Рис. 7.1. Магнитная антенна (*а*), схема включения ее во входной контур приемника (*б*) и значения $\mu_{ст}=f(l/d)$ (*в*)

или наклонный провод, подвешенный между входами приемника и высокой точкой подвеса. За городом для подвеса можно использовать дерево или специально установленный столб. В городе можно установить небольшую мачту на крыше, если приемник расположен на нижнем этаже. В том случае, если приемник расположен на верхних этажах многоэтажного здания, целесообразно провод опустить вниз и закрепить его на изоляторе на высоте, которая гарантировала бы его сохранность.

Если мачта установлена на крыше того же дома, в котором установлен приемник, то во избежание касания снижения с крышей необходимо отводить провод от края крыши с помощью шеста с укрепленным на его конце изолятором, к которому привязывают провод снижения. Конец шеста должен быть вынесен достаточно далеко, чтобы провод снижения по возможности дальше находился от стены дома и был защищен от повреждений при очистке крыши от снега.

Широко распространенной и простой в изготовлении является Г-образная приемная антенна, имеющая, как и Г-образные передающие антенны (см. гл. 4), горизонтальную часть и вертикальное снижение. При выборе точек подвеса антенн следует по возможности располагать их в открытом месте и стремиться к тому, чтобы они находились достаточно высокого над землей и как можно дальше от железных крыш домов и других металлических конструкций. На всем своем протяжении провод антенны не должен касаться деревьев, других антенн и проводов.

Если антенна находится над каким-либо проводом, то располагать ее следует перпендикулярно этому проводу. В противном случае взаимная связь между проводом и антенной может снизить уровень принимаемого сигнала.

Горизонтальная часть Г-образной приемной антенны обычно имеет длину 15 ... 30 м и подвешивается на высоте не менее 8 ... 10 м от земли или 2 ... 3 м от крыши.

Чем ниже частота сигнала, тем меньше он затухает при прохождении через стены и крыши домов. Поэтому прием на длинных, средних, коротких и даже метровых волнах возможен на комнатные и чердачные антенны.

Для наружных антенн следует выбирать проволоку, обладающую достаточной прочностью на разрыв. Диаметр проволоки не должен быть меньше 1,5 мм. Если антенна устанавливается в летнее время года, то горизонтальная ее часть должна иметь достаточный провес на случай защиты от обрыва при наступлении зимних холодов. В этом случае длина провода берется на 0,5 ... ... 1 м больше, чем рассстояние между точками подвеса.

При соединении проводов их концы следует зачистить мелкой наждачной бумагой на длину соединения, затем раздельно облудить, наложить один на другой и закрепить предварительно облуженной тонкой перевязочной проволокой. Плотную и прочную затяжку соединения можно получить, пропуская перевязочную проволоку через плоскогубцы с медными вкладышами.

7.2. Антенны для радиолюбительской связи

Горизонтальный полуволновой вибратор. Такая антенна является наиболее распространенной в диапазоне коротких и метровых волн при работе на фиксированной волне или в узкой полосе частот. (Основные электрические параметры полуволнового вибратора были рассмотрены в гл. 4.)

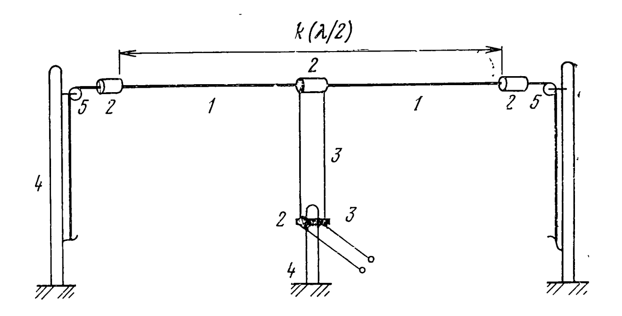


Рис. 7.2. Симметричный горизонтальный вибратор:

1 — провода половин вибратора; *2* — изоляторы; *3* — линия передачи; *4* — столбы; *5* — блоки подъема и спуска вибратора

Антенна подвешивается между двумя опорами на изоляторах (рис. 7.2). Для того чтобы антенна была настроена в резонанс, длина ее должна быть немного меньше, чем половина длины рабочей волны (λ), т. е. равна $k\lambda/2$, где k — коэффициент укорочения, который может быть определен по графику рис. 4.6. Входное сопротивление полуволнового резонансного вибратора около 60 ... 70 Ом (в зависимости от его толщины).

При горизонтальной подвеске вибратора над поверхностью земли максимум излучения будет в плоскости, перпендикулярной оси вибратора, и несколько приподнят относительно горизонта в зависимости от высоты подвеса.

Антенна, как правило, удалена от передатчика, и поэтому их необходимо соединить с помощью линии передачи (фидера). При этом антенна должна быть согласована с фидером и при использовании коаксиального кабеля должен быть обеспечен переход с несимметричной линии на симметричную антенну. Линия, согласованная с антенной, имеет входное сопротивление, равное волновому сопротивлению линии независимо от ее длины, что удобно при конструировании всего радиопередающего устройства. Кроме того, в согласованной линии получаются наибольший КПД и минимальные перенапряжения.

Ниже рассматриваются вопросы согласования и перехода с симметричной и несимметричной линий на симметричную антенну.

Полуволновой вибратор при питании его в средних точках (в пучности тока) имеет входное сопротивление $R_а \simeq 60 \dots 70$ Ом. Для его согласования с двухпроводной линией, имеющей волновое сопротивление $Z_в$ несколько сотен ом, в некоторых случаях можно применить так называемый четвертьволновой трансформатор, показанный на рис. 7.3,*а*. Волновое сопротивление трансформатора должно быть равно $Z_т = \sqrt{R_а Z_в}$. Например, для линии передачи рис. 7.3,*а* с $Z_в = 500$ Ом при $R_а = 60$ Ом получаем $Z_т = \sqrt{60 \cdot 500} = 173$ Ом. Такое малое волновое сопротивление трансформаторного участка может быть получено в двухпроводной линии из сравнительно толстых проводов при их близком расположении; можно также получить малое волновое сопротивление трансформаторного участка, если выполнить его в виде четырехпроводной линии из попарно соединенных проводов. Согласующее устройство рис. 7.3,*б* имеет волновое сопротивление вдвое больше, чем волновое сопротивление $Z_в$ каждого отрезка кабеля. Например, при $Z_в = 75$ Ом $Z_т = 150$ Ом может быть использо-

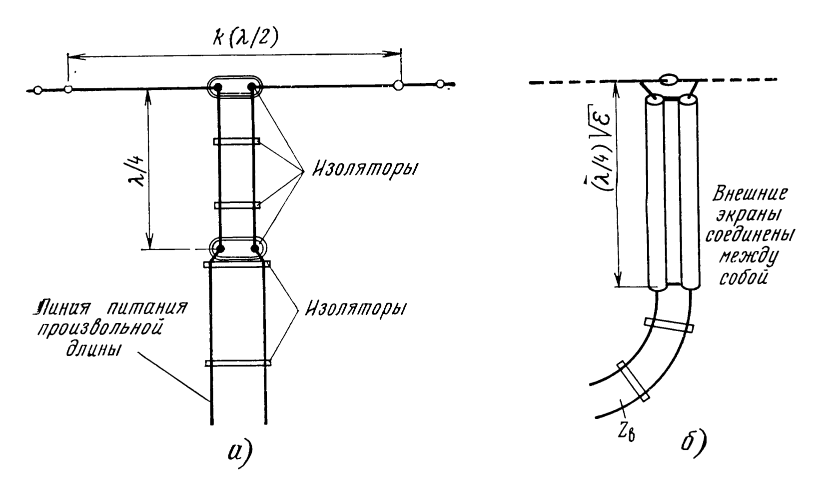


Рис. 7.3. Согласование антенны с помощью четвертьволнового трансформатора в виде отрезка двухпроводной линии (*а*) и в виде двух отрезков коаксиального кабеля (*б*)

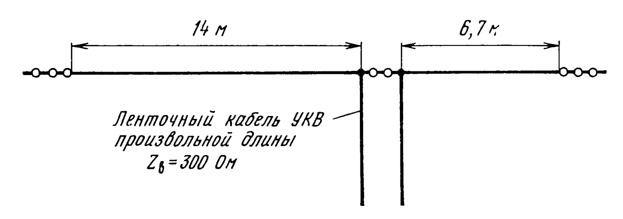


Рис. 7.4. Согласованное питание вибратора с линией в точке, смещенной относительно середины вибратора

вано для согласования $R_а=60$ Ом с линией передачи, имеющей волновое сопротивление $Z'_в=Z^2_в/R_а=150^2/60=375$ Ом.

При использовании кабельного трансформатора необходимо учитывать, что длина волны в кабеле укорачивается в $\sqrt{\varepsilon}$ раз, где ε — относительная диэлектрическая проницаемость материала внутренней изоляции кабеля. Для стандартных кабелей длина волны в кабеле уменьшается в 1,5 раза, поэтому длина четвертьволнового трансформатора должна быть равна $0{,}25\lambda/1{,}5=0{,}167\,\lambda$. Например, для радиопередатчика, работающего на частоте 14,2 МГц, т. е. на волне $\lambda=21{,}1$ м, длина кабельного трансформатора должна быть равна $0{,}167\times21{,}1\simeq3{,}5$ м.

Рассмотрим еще один метод согласованного питания полуволнового вибратора с симметричной двухпроводной линией. Для этой цели можно подводить питание не к средним точкам вибратора, а к точкам, смещенным относительно его середины (рис. 7.4). При смещении точек питания резонансного полуволнового вибратора его входное сопротивление, оставаясь чисто активным, будет больше, чем в средних точках. Можно подобрать такие точки питания, где входное сопротивление окажется равным волновому сопротивлению линии в несколько сотен ом.

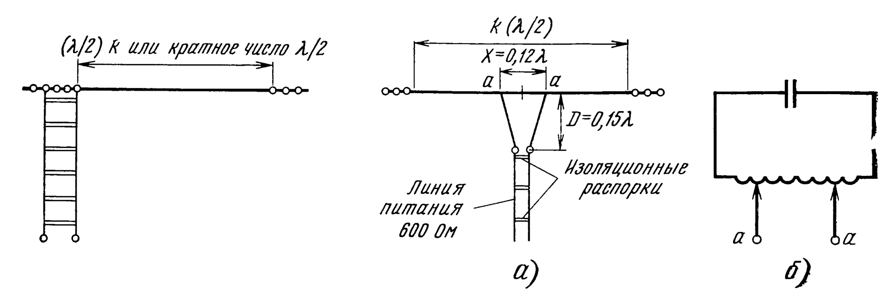


Рис. 7.5. Антенна Цеппелина

Рис. 7.6. Шунтовая схема питания полуволнового вибратора (*а*) и ее упрощенная эквивалентная схема (*б*)

Для примера на рис. 7.4 показаны размеры полуволнового вибратора общей длиной 20,7 м, настроенного в резонанс (в результате трехпроцентного укорочения) на волну 43 м ($f=7$ МГц). В указанных на рисунке точках питания входное сопротивление вибратора равно примерно 300 Ом и получается согласованным с двухпроводной линией в диэлектрической изоляции, волновое сопротивление которой можно сделать также 300 Ом.

В том случае, если передвинуть точку подключения линии передачи на край полуволнового вибратора, получится антенна, называемая в радиолюбительской практике *антенной Цеппелина* (рис. 7.5). Здесь питание резонансного вибратора осуществляется в узле тока, где сопротивление вибратора велико, и антенна окажется несогласованной с линией передачи. Входное сопротивление линии как нагрузка для передатчика уже будет зависеть от длины линии, что необходимо учитывать при разработке схемы связи линии с выходным каскадом передатчика.

Недостатком антенны Цеппелина является также то, что в линии передачи нарушается симметрия токов вследствие того, что один провод в конце линии изолирован, а другой — нагружен сопротивлением вибратора; кроме того, через емкость между вибратором и проводами линии возбуждаются токи, имеющие в обоих проводах одинаковые направления. Нарушения симметрии токов в линии приводит к возникновению антенного эффекта линии; такая линия, например, в режиме приема начнет принимать дополнительные помехи.

Рассмотрим питание полуволнового вибратора по шунтовой схеме, называемой также схемой питания, с помощью Δ-трансформатора (см. рис. 7.6,*а*). Принцип действия этой схемы основан на том, что при удалении от середины вибратора точек присоединения линии питания сопротивление нагрузки, которое представляет вибратор для линии, увеличивается и может быть подобрано равным волновому сопротивлению линии. Это поясняется упрощенной эквивалентной схемой, показанной на рис. 7.6,*б*, так как резонансный вибратор можно представить как настроенный колебательный контур, меняя точки присоединения к контуру, можно в широких пределах менять активное сопротивление в указанных точках.

На рис. 7.6,*а* приведены примерные размеры в долях волны резонансного (укороченного) вибратора и Δ-трансформатора для согласования с линией передачи, имеющей волновое сопротивление 600 Ом.

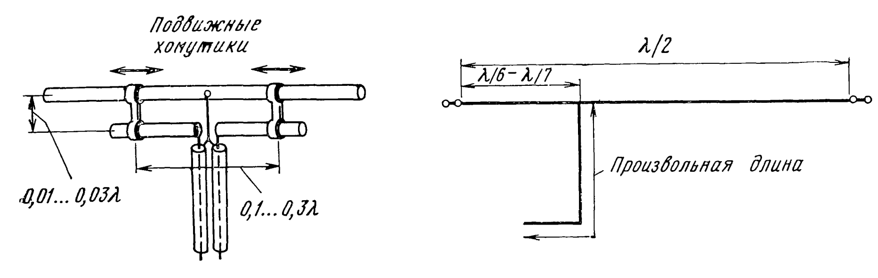


Рис. 7.7. Согласование вибратора с использованием Т-трансформатора

Рис. 7.8. Антенна Виндома

К достоинствам рассмотренной шунтовой схемы питания относится то, что центр вибратора, имеющий нулевой потенциал, может служить местом крепления к мачте-опоре.

На рис. 7.7 показан другой вариант шунтовой схемы согласованного питания полуволнового вибратора (называемой Т-трансформатором), удобный для диапазона УКВ. Оптимальное положение хомутиков надо подбирать опытным путем по наименьшему коэффициенту стоячей волны с помощью соответствующей измерительной аппаратуры.

Схема шунтового согласованного питания полуволнового вибратора с помощью одиночного провода показана на рис. 7.8. Такая антенна называется *антенной Виндома.* Точка подключения провода питания к вибратору зависит от диаметров провода и вибратора и при их значениях около 1 ... 2 мм находится на расстоянии от конца вибратора примерно 0,14 ... 0,18 λ. Точное место подключения провода желательно определять практически по наименьшему $K_{\text{св}}$ в проводе питания.

Недостатком описанной схемы питания является то, что провод питания будет также являться излучателем, а в режиме приема он будет интенсивно принимать помехи вертикальной поляризации.

Для питания полуволнового вибратора двухпроводной (симметричной) линией передачи при небольших мощностях в диапазоне коротких волн можно использовать обычный двухпроводный шнур, предназначенный для электропроводок. В такой линии получаются большие потери, но это окупается простотой конструкции и доступностью приобретения провода. Указанный шнур обладает относительно малым волновым сопротивлением (около 100 Ом), и его удовлетворительное согласование с входным сопротивлением вибратора $R_{\text{а}}$ может быть получено разведением концов линии питания на некоторый угол и присоединением к вибратору не в средних точках, а в точках, несколько отстоящих от середины.

Выше были рассмотрены способы питания полуволнового вибратора в основном с помощью проводных симметричных линий. К достоинствам таких линий относятся простота, дешевизна, малые потери. Однако наряду с симметричными линиями на практике широко используются и несимметричные линии, главным образом — коаксиальные кабели. Это объясняется тем, что такие линии хорошо защищены от атмосферных осадков, являются экранированными и при их правильном использовании не обладают антенным эффектом. Кроме

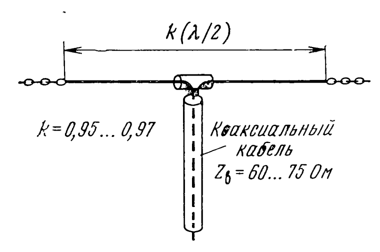


Рис. 7.9. Схема питания полуволнового вибратора коаксиальным кабелем

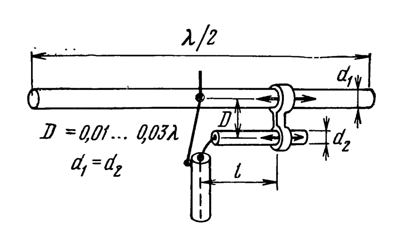


Рис. 7.10. Гамма-трансформатор

того, приемные и передающие устройства имеют несимметричные входы и выходы и симметричные линии питания непосредственно нельзя к ним присоединять.

Рассмотрим методы питания симметричного вибратора коаксиальным кабелем. На рис. 7.9 показана схема непосредственного соединения такого кабеля с вибратором. Достоинством такой схемы является ее простота и то, что волновое сопротивление стандартных кабелей близко по значению к входному сопротивлению полуволнового резонансного вибратора. Недостатком схемы является то, что, вследствие появления тока на внешней оболочке кабеля обе половины вибратора возбуждаются неодинаково (нарушается симметрия тока на вибраторе и изменяется диаграмма направленности), а оболочка кабеля начинает излучать (возникает антенный эффект). Для устранения этого недостатка необходимо применять симметрирующие устройства. Однако в некоторых случаях, когда не ставится цель добиться наилучшего использования антенно-фидерного устройства, радиолюбители-коротковолновики применяют простейшую схему питания (см. рис. 7.9), так как затраты, связанные с конструированием и изготовлением симметрирующего устройства, не всегда окупаются небольшим улучшением качества работы системы.

Однако, поскольку симметрирующие устройства в радиолюбительской практике все же применяются, особенно в диапазоне ультракоротких волн, мы кратко на них остановимся.

На рис. 7.10 показан сравнительно простой вариант схемы питания симметричного вибратора коаксиальным кабелем при незначительном нарушении симметрии тока в антенне. Эта схема в радиолюбительской практике называется Г-трансформатором. По существу, это несимметричный вариант Т-образной схемы согласования (см. рис. 7.7). Так же как и в симметричном варианте, Г-трансформатор при правильной настройке обеспечивает удовлетворительное согласование антенны с коаксиальным кабелем. Расстояние D между проводами отрезка короткозамкнутой линии берется равным 0,01λ ... 0,03λ, а длина l отрезка линии — равной 0,05λ ... 0,07λ при согласовании с 50-омным кабелем и 0,07λ ... 0,09λ при согласовании с 70-омным кабелем. В некоторых случаях для улучшения согласования между центральным проводом коаксиальной линии и началом нижнего провода короткозамкнутого на конце отрезка линии, включается подстроечный конденсатор с небольшой емкостью (50 ... 150 пФ для волн 10 ... 20 м), который компенсирует индуктивное сопротивление указанного отрезка линии. Для лучшего согласования антенны с линией питания дли-

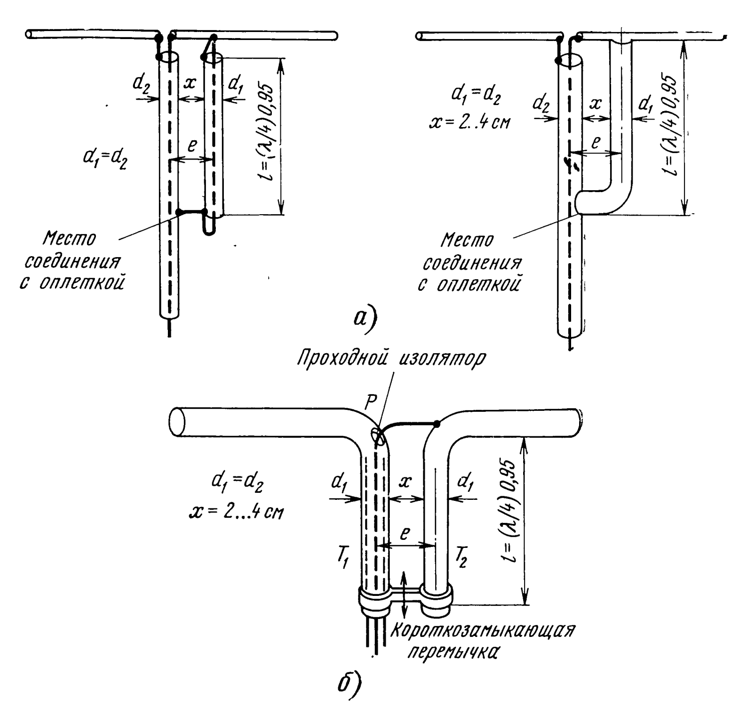


Рис. 7.11. Симметрирующее устройство, пригодное для использования в коротковолновом диапазоне

ну l (передвижением короткозамыкающей перемычки) и емкость конденсатора C желательно уточнить по минимуму $K_{св}$ в линии питания.

В § 2.3 были рассмотрены некоторые симметрирующие устройства для перехода с коаксиальной линии передачи на симметричную. Эти же устройства могут быть использованы и для перехода с коаксиальной линии на симметричный вибратор.

Рассмотрим еще одно сравнительно простое симметрирующее устройство, которое находит широкое применение как в диапазоне коротких, так и ультракоротких волн.

На рис. 7.11,*а* показано симметрирующее устройство, пригодное для использования в коротковолновом диапазоне. Здесь вблизи коаксиального кабеля питания расположен еще один отрезок коаксиального кабеля длиной $\lambda/4$. Верхний конец экрана дополнительного кабеля соединен с той половиной вибратора, к которой присоединяется центральная жила основного кабеля питания. Нижняя часть металлической экранирующей оболочки дополнительного кабеля (на расстоянии $\lambda/4$ от верхнего конца) должна быть соединена с экранирующей оболочкой основного кабеля. Здесь важно, чтобы между ними был хороший электрический контакт. Коаксиальные кабели обычно имеют наружную защитную диэлектрическую оболочку. Поэтому для контакта необходимо предварительно срезать соответствующие ее участки.

В отрезке линии, образованном экранами кабелей, из-за наличия в пространстве между ними диэлектрика защитных оболочек, происходит уменьше-

ние длины волны. Поэтому геометрическая длина отрезка линии должна быть несколько меньше четверти длины волны в свободном пространстве. Это уменьшение зависит от расстояния e (см. рис. 7.11). Например, при $e=d$ (т. е. при касании защитных оболочек кабелей) длина l отрезка линии должна быть равна $0{,}8\cdot0{,}25\lambda=0{,}2\lambda$; при $e=3d$, $l=0{,}92\cdot0{,}25\lambda=0{,}23\lambda$ (где λ — длина рабочей волны в воздухе). При соблюдении указанных размеров отрезок линии, образованный экранами кабелей в точках присоединения к вибратору, почти не влияет на его входное сопротивление, так как этот отрезок линии на противоположном конце замкнут накоротко и имеет длину, равную четверти длины волны в линии. Таким образом, наряду с симметрированием здесь решается задача согласования вибратора с линией питания, поскольку входное сопротивление полуволнового вибратора и $Z_в$ коаксиального кабеля получаются приблизительно одинаковыми (около 60 ... 70 Ом).

Рассмотренное симмегрирующее устройство широкополосное. При изменении частоты относительно резонансной симметрия питания вибратора, как это видно из конструкции устройства, не нарушается. Но при этом входное сопротивление отрезка линии в точках присоединения к вибратору начинает изменяться, общее сопротивление параллельно соединенных отрезка линии и вибратора в небольшой полосе частот изменяется незначительно.

На рис. 7.11,*б* показан вариант симметрирующего устройства, используемого в диапазоне УКВ (в частности, в телевизионных приемных антеннах). Здесь каждое плечо вибратора и четвертьволнового отрезка вспомогательной линии выполняется как единое целое в виде полой металлической согнутой трубки. Кабель питания вводится в одну из трубок, причем экран кабеля в верхней точке должен быть присоединен к одной половине вибратора (на рисунке — к левой), а центральная жила кабеля питания выводится через специальное отверстие в этом плече вибратора и присоединяется к другой половине вибратора (правой). Как и в предыдущем варианте, нижние концы трубок (на расстоянии четверти волны от вибратора) с помощью перемычки электрически соединяются между собой.

Использование вибраторной антенны в нескольких радиолюбительских диапазонах волн. Выше было рассмотрено использование полуволнового (резонансного) вибратора на фиксированной волне или в узкой полосе частот. Однако для радиолюбительской связи вибратор можно использовать как антенну, работающую на гармониках, так как диапазоны частот, выделенные для радиолюбителей, кратные.

Таблица 7.1

Номер гармоники	Диапазон частот, МГц	Диапазон волн, м	Средняя волна диапазона, м
1	3,5...3,65	86...82	84
2	7...7,1	43...42	42,5
4	14...14,35	21,6...21	21,3
6	21...21,45	14,3...14	14,15
8	28...29,7	10,7...10,1	10,4

В табл. 7.1 приведены выделенные коротковолновые диапазоны, подтверждающие сказанное.

В этой таблице предполагается, что вибратор на максимальной волне (84 м) работает на первой гармонике (т. е. его полная длина 40 м). Распределение тока на симметричном вибраторе (питаемом в средних точках) и соответствующие диаграммы направленности при работе на гармониках были рассмотрены в гл. 4. Для 1-й и 2-й гармоник максимум диаграммы получается в направлениях, перпендикулярных оси вибратора. Для более высоких гармоник (когда увеличивается число полуволн тока вдоль вибратора) направление максимального излучения приближается к оси антенны.

Входное сопротивление вибратора на 1-й гармонике 60...70 Ом; на ближайших нечетных гармониках (3-й, 5-й) входное сопротивление около 100 Ом. На четных гармониках (2-й, 4-й и т. д.) входное сопротивление резко возрастает до нескольких тысяч ом (в зависимости от толщины вибратора). Поэтому при использовании симметричного вибратора на 1-й, 2-й и более высоких гармониках простыми средствами невозможно обеспечить согласование антенны с линией передачи. Питание в этом случае осуществляется не в согласованном режиме, а с выраженными стоячими волнами. Это приводит к тому, что входное сопротивление линии в точках присоединения к генератору начинает зависеть от длины линии и вызывает необходимость усложнения схемы связи выхода генератора с линией.

В качестве многодиапазонной антенны при удовлетворительном согласовании с линией в трех диапазонах волн (на частотах 7; 14 и 27 МГц) радиолюбителями иногда используется вибратор, питаемый в точке, смещенной относительно середины, и имеющий общую длину около 21 м (см. рис. 7.4). На частоте 7 МГц вибратор работает на 1-й гармонике, в диапазоне 14 МГц — на 2-й гармонике и в диапазоне 28 МГц — на 3-й гармонике. В качестве линии передачи здесь используется двухпроводная линия в ленточном диэлектрике с волновым сопротивлением около 300 Ом.

В радиолюбительской практике применяются и другие методы использования одной вибраторной антенны для работы в нескольких любительских диапазонах.

Антенны с вертикальной поляризацией. Для осуществления дальней связи в коротковолновом диапазоне пространственными радиоволнами предпочтительнее использовать антенны горизонтальной поляризации. Однако в некоторых случаях для радиолюбительской связи используются и антенны с вертикальной поляризацией. Особенно часто такие антенны применяются, когда нет возможности разместить горизонтально расположенные антенны, занимающие много места.

В качестве антенн с вертикальной поляризацией в радиолюбительской практике применяются антенны вертикальные, а также вертикальные с горизонтальной частью, обычно Г-образного типа. В радиолюбительском коротковолновом диапазоне горизонтальная часть антенны оказывается на высоте, соизмеримой с длиной волны, поэтому общее поле излучения обусловливается и вертикальным, и горизонтальным участками антенны.

Вертикальный заземленный вибратор в горизонтальной плоскости является ненаправленным (имеет круговую диаграмму направленности). В вертикальной плоскости, если поверхность Земли является хорошо проводящим отражателем, излучение получается прижатым к земле, и тем больше, чем больше высота вибратора (но не больше 0,625λ).

Входное сопротивление резонансного четвертьволнового вибратора чисто активное и составляет 30 ... 35 Ом.

Вертикальный заземленный вибратор является несимметричной антенной, и потому для подведения питания преимущественно используется коаксиальный кабель. При эксплуатации вибратора на основной резонансной волне, когда $R_a = 30 \dots 35$ Ом, для согласованного питания целесообразно применить основной кабель с волновым сопротивлением 75 Ом, а между этим кабелем и основанием вибратора включить четвертьволновый трансформатор в виде отрезка кабеля (соответствующей длины) с волновым сопротивлением 50 Ом.

Для согласования заземленного вибратора с фидером на фиксированной волне можно использовать различные методы, рассмотренные выше применительно к полуволновому горизонтальному вибратору (с соответствующими изменениями, так как питание подводится к несимметричному вибратору).

Для нормальной работы антенны рассматриваемого типа должны иметь хорошее заземление или противовес. Заземление выполняется в виде проводника или системы проводов, зарываемых на небольшую глубину под антенной. Генератор присоединяется одним полюсом к антенне, а другим — к заземлению так, что в цепи генератора антенна является прямым проводом, а заземление — обратным. Для антенн с горизонтальной частью размеры проводов заземления должны выходить за пределы проекции горизонтальной части антенны на землю.

Пример конструкции Г-образной антенны с заземлением показан на рис. 7.12.

Вследствие того что хорошее заземление выполнить сложно, его часто заменяют противовесом, который представляет собой систему проводников, подвешиваемых над землей на небольшой высоте. Провода противовеса соединяют вместе и подключают к одному из полюсов выхода передатчика. К другому полюсу подсоединяют нижнюю часть антенны. Такое питание называется последовательным и требует хорошей электрической изоляции основания антенны от земли, иногда изолятор должен выдерживать и механические нагрузки.

В некоторых случаях для упрощения конструкции не изолируют антенну, а заземляют ее основание (соединяют с заземлением или противовесом). В этом случае питание антенны осуществляется шунтом. Такие антенны называются антеннами типа граунд-плейн (от английских слов ground plane, что означает плоская земля), сокращенное название *GP*.

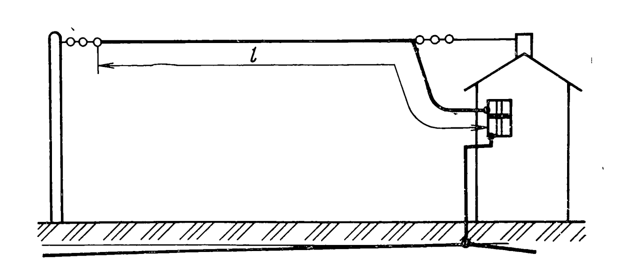


Рис. 7.12. Пример устройства Г-образной антенны

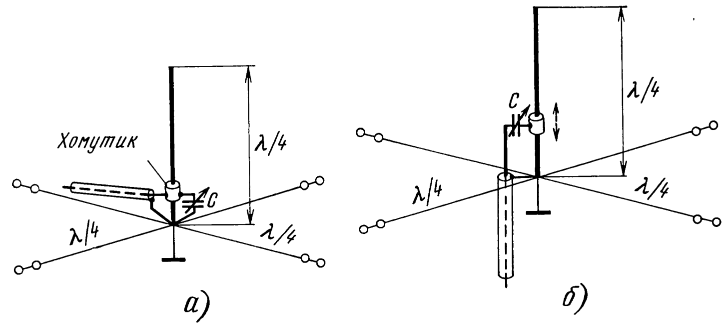


Рис. 7.13. Антенна «GP» с шунтовым питанием с параллельным (*а*) и последовательным (*б*) подключением подстроечного конденсатора

Типичная схема устройства подобной антенны с шунтовым питанием показана на рис. 7.13. Здесь согласование антенны с кабелем питания осуществляется по схеме, аналогичной рассмотренной схеме Г-трансформатора (см. рис. 7.10). С помощью подвижного ползунка, к которому присоединен внутренний проводник кабеля, на вибраторе подбирается точка, в которой его входное сопротивление соответствует волновому сопротивлению кабеля. Внешнюю оплетку кабеля соединяют с проводами противовеса и заземляют. Подстроечный конденсатор (переменной емкости с $C_{макс}=300 \dots 500$ пФ), включаемый по параллельной (рис. 7.13,*а*) и последовательной (рис. 7.13,*б*) схемам, служит для более точной настройки. Конденсатор помещают в водонепроницаемую коробку, которую укрепляют на подвижном ползунке.

Настройка всего устройства (подбор положения ползунка и емкость конденсатора) должна осуществляться по минимуму $K_{св}$ в линии питания.

Апериодические антенны. Были рассмотрены радиолюбительские антенны резонансного типа из сравнительно тонких проводов, работающие на 1-й гармонике (полуволновые вибраторы) и на более высоких гармониках. Однако иногда необходимы антенны нерезонансного типа, пригодные для эффективной работы в широкой полосе частот. Это относится, например, к антенне, предназначенной для приема телевизионных сигналов на разных частотных каналах или при приеме ответных сигналов на частоте, отличающейся от частоты, на которой работает передатчик радиолюбителя. Рассмотрим некоторые типы таких антенн.

Широкополосный вибратор. Для расширения полосы частот вибратора необходимо увеличивать его поперечное сечение. Одна из подобных антенн в виде системы проводов, расположенных по образующим цилиндра, — диполь Надененко — была рассмотрена выше (см. гл. 4). В диапазоне УКВ такие антенны часто выполняют из двух конусов, обращенных вершинами друг к другу, и называют биконическими.

Одна из разновидностей биконического вибратора — веерный вибратор (рис. 7.14), каждая половина которого состоит из нескольких трубок, расположенных в одной плоскости и расходящихся под некоторым углом друг к другу. При размерах, указанных на рисунке, такой вибратор может работать для приема телевизионных сигналов на каналах 1—5 в полосе частот 48,5 ... ... 100 МГц и на каналах 6—12 в полосе частот 174 ... 230 МГц. На всех ука-

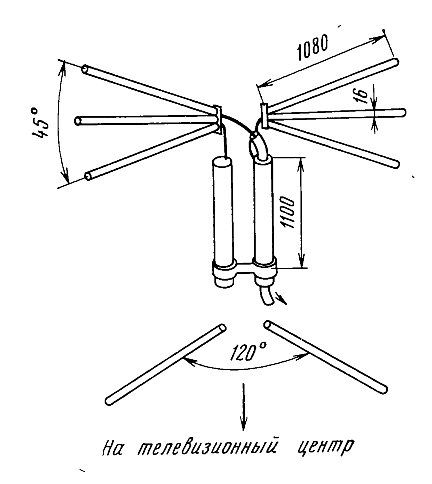
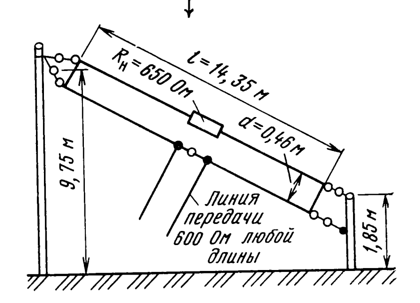


Рис. 7.14. Широкополосный веерный вибратор

Рис. 7.15. Апериодический петлевой (шлейф) вибратор



занных выше частотах получается удовлетворительное согласование веерного вибратора с кабелем снижения, имеющим волновое сопротивление 75 Ом. Плоскости половин вибратора повернуты относительно друг друга на 120°.

На рис. 7.15 показан апериодический петлевой (шлейф) вибратор Пистолькорса. Он состоит из двух параллельно натянутых проводов, коротко замкнутых на концах. К средним точкам одного провода подводится линия передачи, а в средних точках другого провода включено активное сопротивление, приблизительно равное волновому сопротивлению линии передачи. Такая система хорошо согласуется с линией в широком диапазоне волн. При указанных на рисунке размерах она может быть использована в непрерывном диапазоне волн 10 ... 40 м. При угле наклона антенны (относительно горизонта) на 30° она обладает для вертикальной поляризации ненаправленной диаграммой в горизонтальной плоскости. Такая антенна легко реализуется как приемная, когда нагрузочное сопротивление ($R_н$) может быть рассчитано на малую мощность.

При использовании антенны для передачи возникают трудности, связанные с изготовлением нагрузочного сопротивления, так как оно должно быть рассчитано на поглощение мощности, не меньшей чем 35% мощности, подводимой к антенне.

Другие типы апериодических антенн, пригодные для использования в диапазонах коротких и метровых волн, такие как ромбические, логопериодические и др., были рассмотрены выше (см. гл. 4), но они редко используются радиолюбителями.

Направленные антенны. Рассмотренные выше полуволновые вибраторы, наиболее широко используемые в практике радиолюбительской связи, являются слабонаправленными антеннами. Радиолюбителям, интересующимся дальней и сверхдальней связью, рекомендуется увеличивать направленность действия системы, так как при передаче при той же мощности передатчика увеличивается напряженность поля в направлении максимального излучения, а при радиоприеме обеспечивается бо́льшее превышение уровня сигнала над помехами. Кратко рассмотрим некоторые типы антенн, применяемых в радиолюбительской связи.

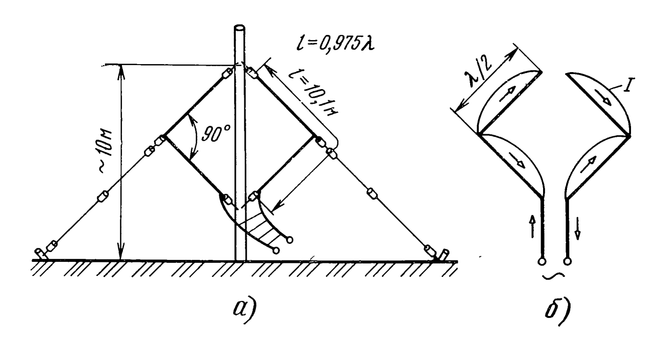


Рис. 7.16. Антенна типа «квадрат»:

а — схема; *б* — распределение токов для диапазона 28 МГц

Один из распространенных методов построения направленных антенн на коротких и метровых волнах состоит в использовании двух и большего числа вибраторов, располагаемых и возбуждаемых так, чтобы их поля излучения складывались в фазе в определенном направлении.

Рассмотрим простую направленную антенну, сравнительно легко реализуемую на одной мачте, называемую антенной типа «квадрат» (рис. 7.16,*а*), для диапазона 28 МГц. На рис. 7.16,*б* показано распределение тока в сторонах квадрата на этой частоте. Поля, создаваемые токами каждой стороны, можно разделить на горизонтальные и вертикальные составляющие, и тогда окажется, что в направлении, перпендикулярном плоскости антенны, вертикальные составляющие поля будут взаимно компенсироваться, а горизонтальные — складываться и суммарное поле будет поляризованным горизонтально. В результате рассматриваемая антенна создает максимальное излучение в направлении, перпендикулярном плоскости антенны, так же как четыре эквивалентных горизонтальных вибратора, размещенных в средних точках сторон квадрата.

Входное сопротивление антенны в точках питания, где получается минимум тока, имеет большое значение, поэтому для согласования антенны с линией передачи необходимо использовать один из методов согласования (например, четвертьволновой трансформатор). При отсутствии согласующего устройства сопротивление линии в точках присоединения к генератору будет зависеть от длины линии, что усложнит схему соединения генератора с линией.

При использовании такой антенны максимальное излучение будет одинаковым в двух противоположных направлениях, перпендикулярных плоскости квадрата. Для получения однонаправленного излучения можно использовать пассивный, т. е. не получающий питания рефлектор или директор в виде аналогичного «квадрата», располагаемого на расстоянии 0,2 ... 0,4 λ от питаемой антенны (рис. 7.17). К его нижним зажимам подключается колебательный контур, с помощью которого система настраивается на максимум излучения в одну сторону. С помощью C_1 при разомкнутом ключе *К* пассивный элемент настраивается как директор, т. е. так, чтобы максимальное излучение происходило в направлении от активного к пассивному элементу; затем при замкнутом ключе *К* с помощью C_2 пассивный элемент настраивается как рефлектор, т. е. так, чтобы направление основного излучения в горизонтальной плоскости изменилось на 180°. Настроенные конденсаторы фиксируются. Ключ

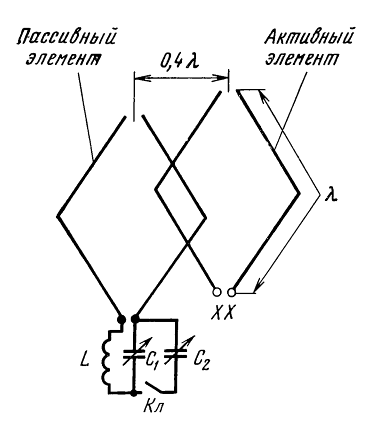


Рис. 7.17. Антенна типа «двойной квадрат»

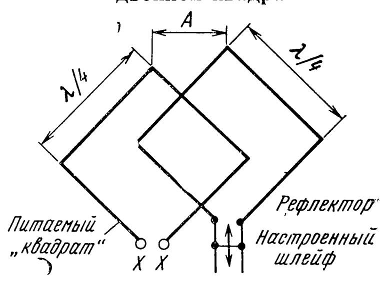


Рис. 7.18. Вариант антенны типа «двойной квадрат»

Кл может иметь дистанционное управление с помощью реле. Антенна с рефлектором (или директором) называется «двойной квадрат».

Существуют другие варианты антенны типа «квадрат» (или «двойной квадрат»), в виде замкнутой системы без разрыва в верхнем углу (рис. 7.18) при размере каждой стороны, равном λ/4. Здесь в точках питания получаются максимальный ток и соответственно относительно малое входное сопротивление антенны (60 ... 70 Ом для антенны с рефлектором), что примерно соответствует волновому сопротивлению коаксиального кабеля. Пассивный рефлектор располагается на расстоянии 0,1 ... 0,2λ от питаемого «квадрата» и настраивается с помощью короткозамкнутого шлейфа переменной длины на максимум излучения в направлении, перпендикулярном плоскости антенны. При указанных на рисунке размерах поле излучения имеет горизонтальную поляризацию.

Следует отметить, что в коротковолновом диапазоне радиолюбители не используют сложных остронаправленных антенн.

В диапазоне УКВ в качестве направленных антенн часто используются директорные многовибраторные антенны («волновой канал»). Острота диаграммы направленности таких антенн зависит от числа вибраторов и тщательности настройки антенны (см. гл. 6).

7.3. Антенны для спортивной радиопеленгации

Радиопеленгацией называется процесс определения направления (пеленга) от наблюдателя на источник излучения радиоволн с помощью приемника с направленной антенной. Радиопеленгация необходима при вождении судов, в авиации, космонавтике и т. д. Она используется в радиоспорте — «Охота на лис» — обнаружение замаскированных на местности радиостанций. («Охота на лис» — общепринятый термин, но иногда применяется название «Любительская пеленгация»).

Соревнования «Охота на лис» проводятся в диапазонах декаметровых (3,5 ... 3,65 МГц и 28,0 ... 29,7 МГц) и метровых (144 ... 146 МГц) волн. «Лисы» подают сигнал периодически. Трасса поиска может проходить по пересеченной местности, имеющей лес, кустарник, болота и т. п., или в населенных

пунктах. Методы и аппаратуру поиска можно использовать не только в спортивных целях, но и для отыскания источников помех радиоприему, для определения местоположения туристов, охотников и других лиц, потерявших ориентировку в горах и лесных массивах, особенно зимой, для изучения перемещения животных в лесных массивах и пр.

При «Охоте на лис» применяют амплитудные методы пеленгации, в которых направление на источник излучения определяется сравнением ЭДС, наводимых в антенне при различных ее ориентациях. Антенну с известной диаграммой направленности вращают до тех пор, пока индикатор не покажет минимального или максимального значения сигнала.

Передающие станции могут излучать волны различной поляризации.

Для пеленгации горизонтально поляризованных волн на метровом диапазоне применяется горизонтальный полуволновой вибратор. В минимуме диаграммы направленности вибратора пеленгационная чувствительность значительно больше, чем в максимуме. Поэтому для точного определения пеленга горизонтальный вибратор поворачивают вокруг вертикальной оси так, чтобы сигнал был минимален или равен нулю. Незначительные отклонения от этой ориентации приводят к одинаковым приращениям на индикаторе или к одинаковой громкости приема. Среднее направление является пеленгом на источник излучения.

Поскольку диаграмма вибратора симметрична относительно его оси и имеет два одинаковых минимума, то, находясь на одном месте, нельзя определить, с какой стороны расположен передатчик. Это можно выполнить, двигаясь по направлению пеленга. В этом случае сторона определяется по изменению громкости (при приближении к передатчику мощность увеличивается).

Для устранения неопределенности пеленга из-за наличия двух минимумов и симметрии диаграммы направленности применяют вибраторные антенны с односторонней направленностью: вибратор с рефлектором, «волновой канал» и т. п. В этом случае сторону определяют по максимуму диаграммы. Обычно применяют двух- пятиэлементные антенны «волновой канал». Примерные размеры таких антенн в диапазоне 144 ... 146 МГц приведены в табл. 7.2, где А —

Таблица 7.2

Тип вибратора	А	Р	А-Р	Д1	А-Д1	Д2	А-Д2	Д3	А-Д3
Трубка 6 мм	960	1040	410	910	210	900	420	-	-
Трубка 10 мм	993	1046	320	925	200	916	405	910	610
Лента 15 мм	970	1030	400	924	210	880	420	-	-

длина активного вибратора; Р — длина рефлектора; Д1, Д2, Д3 — соответственно длины 1-го, 2-го и 3-го директоров, А-Р, А-Д1, А-Д2, А-Д3 — расстояния между активным вибратором и соответствующим пассивным вибратором.

Поскольку жесткие вибраторы неудобны при передвижении в густых зарослях, часто применяют вибраторы из гибкой профилированной стальной ленты.

В некоторых случаях в метровом диапазоне применяют антенну в виде вибратора с активным рефлектором (см. рис. 6.15,*б*). Ее преимущество состоит в ослаблении заднего лепестка и малом расстоянии между вибраторами. Она изготавливается из трубок или проволок диаметром 4 ... 6 мм.

Наиболее простой и чаще всего применяемой пеленгационной антенной для приема вертикально поляризованных волн, является рамочная антенна.

Рамочные антенны (см. в гл. 4) применялись и применяются в морской и воздушной радионавигации для определения положения судов и самолетов на местности по работающим радиовещательным станциям и пр.

Эти антенны используются и для радиопеленгации при «Охоте на лис» в декаметровом диапазоне волн.

Глава 8.

АПЕРТУРНЫЕ АНТЕННЫ

8.1. Общие сведения

Апертурные антенны — это антенны, излучение у которых происходит через раскрыв, называемый апертурой (от латинского слова apertura — отверстие).

К апертурным антеннам относятся в первую очередь такие антенны, как рупорные, линзовые и зеркальные (рис. 8.1). Из самого названия этих антенн следует, что их конструкция и принцип действия аналогичны соответствующим акустическим и оптическим системам, которые в действительности и явились их прототипами.

Апертурные антенны применяются главным образом в диапазоне СВЧ, т. е. на волнах короче 1 м (до субмиллиметровых). Малая длина волны позволяет сконструировать антенны, размеры которых много больше длины волны. Следовательно, можно сконструировать остронаправленные антенны, имеющие сравнительно небольшие размеры. Кроме того, возможно создание антенн, имеющих диаграмму направленности особой формы, определяемой специальным назначением антенны (например, антенна обзора земной поверхности с борта летательного аппарата и др.).

Апертурные антенны долгие годы являлись основным типом радиолокационных антенн. Они также находят широкое применение в радионавигации, радиоастрономии, в радиотехнических системах управления искусственными спутниками Земли и космическими кораблями, в тропосферных и радиорелейных линиях связи и т. п.

Во многих из применяемых на практике апертурных антенн поле в раскрыве имеет одинаковую поляризацию, близко к синфазному, т. е. неизменному по фазе, и характеризуется амплитудой, которая либо мало изменяется по раскры-

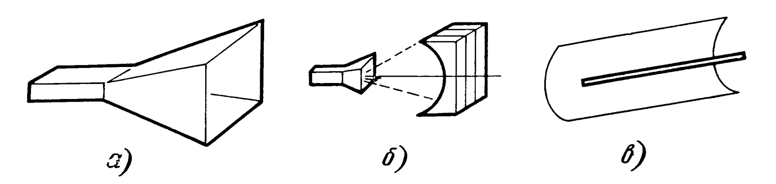


Рис. 8.1. Основные типы апертурных антенн:
а — рупорные; *б* — линзовые; *в* — зеркальные

ву, либо имеет максимум в середине и уменьшается по краям раскрыва. Для таких антенн ширина диаграммы направленности по половинной мощности приближенно определяется выражением

$$(2\theta_{0,5})^\circ \simeq (60\ldots80)\frac{\lambda}{L}, \tag{8.1}$$

где λ — длина волны; L — размер раскрыва в плоскости, в которой определяется ширина диаграммы.

Коэффициент направленного действия можно определить по приведенным выше формулам (3.17) и (3.18), если учесть, что коэффициент использования площади раскрыва $k_и = 0{,}5 \ldots 0{,}8$. Поэтому КНД

$$D = \frac{4\pi\, k_и\, S}{\lambda^2}, \tag{8.2}$$

где S — площадь раскрыва.

8.2. Рупорные антенны

Если конец волновода оставить открытым, то он будет излучать электромагнитную энергию. Однако часть энергии будет отражаться от конца волновода. Если конец волновода снабдить рупором, то будет обеспечиваться плавный переход от волновода к свободному пространству и указанные отражения сильно уменьшатся.

Кроме того, рупор будет обеспечивать концентрацию электромагнитной энергии в более узком секторе. В этом отношении электромагнитный рупор оказывает такое же влияние на электромагнитные волны, как акустический рупор на звуковые.

Размеры горловины рупора, так же как и волновода, питающего его, должны быть не меньше критических (соизмеримы с длиной волны). Поэтому рупорные антенны применяются преимущественно в диапазоне дециметровых и более коротких волн. На длинных волнах размеры таких антенн получились бы чрезмерно большими.

На рис. 8.2 показаны основные типы электромагнитных рупоров, получающихся в результате расширения прямоугольного или круглого волновода. При

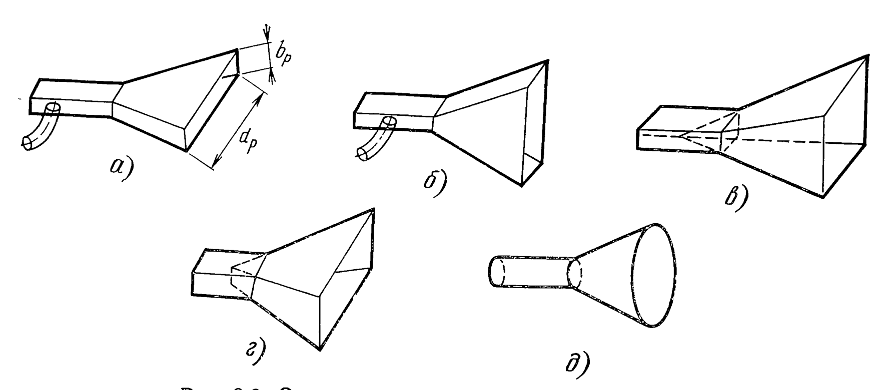


Рис. 8.2. Основные типы электромагнитных рупоров

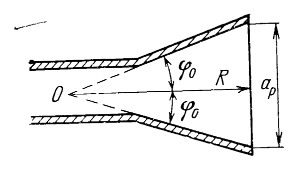


Рис. 8.3. Продольное сечение прямоугольного рупора

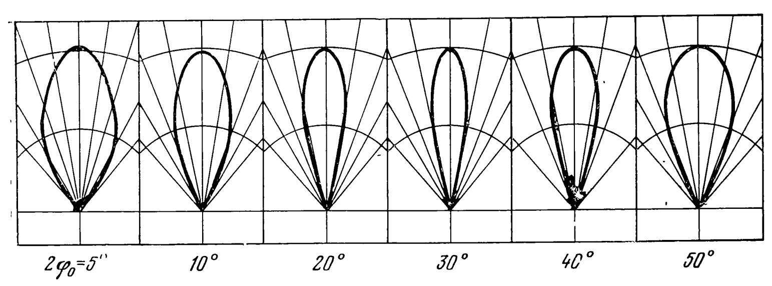


Рис. 8.4. Экспериментальные диаграммы направленности Н-секториального рупора в плоскости Н

расширении прямоугольного волновода только в одной плоскости получается секториальный рупор. В зависимости от того, в какой плоскости происходит расширение, различают Н-плоскостные (рис. 8.2,*а*) и Е-плоскостные секториальные рупоры (рис. 8.2,*б*). При расширении в двух плоскостях получается пирамидальный рупор (рис. 8.2,*в, г*). Расширяющийся круглый волновод образует конический рупор (рис. 8.2,*д*).

Основной параметр рупорной антенны — диаграмма направленности — определяется распределением поля в раскрыве. Указанное распределение поля в значительной степени зависит от длины рупора (рис. 8.3). Для каждой заданной длины рупора имеется оптимальный угол раствора рупора ($2\varphi_0$), при котором ширина диаграммы направленности получается минимальной. Это объясняется тем, что, с одной стороны, при увеличении угла раствора рупора увеличивается площадь излучающего раскрыва, а это способствует концентрации излучения, с другой стороны, увеличение размера раскрыва $a_р$ приводит к увеличению расхождения фаз поля на плоскости отверстия и расширению диаграммы излучения. На рис. 8 4 изображены экспериментальные диаграммы направленности в плоскости Н для Н-плоскостного секториального рупора длиной 10λ при различных углах раствора $2\varphi_0$.

В табл. 8.1 приведены размеры (в долях волны) некоторых секториальных Н-плоскостных рупоров и соответствующие значения ширины диаграммы направленности (по половинной мощности), рассчитанные по формуле (8.1).

При известной площади раскрыва рупора S можно определить его КНД с помощью выражения (8.2).

Достоинство рупорных антенн — возможность работы в широком диапазоне волн.

К недостаткам можно отнести то, что для уменьшения ширины диаграммы направленности надо увеличивать площадь раскрыва и вместе с тем сильно увеличивать длину рупора. Это усложняет конструкцию антенны, поэтому рупорные антенны имеют ограниченное применение, главным образом для формирования не очень острых диаграмм (обычно не уже 10 ... 15°).

Таблица 8.1

Длина рупора R	Оптимальный угол раствора $(2\varphi_0)_{опт}$	Ширина отверстия a_p	Ширина диаграммы $(2\theta_{0,5})^\circ$
10λ	30°	5,3λ	13°...15°
20λ	24°	8,4λ	8°...9°
30λ	20°	10,6λ	6°...7°

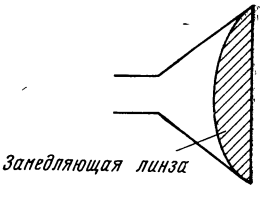


Рис. 8.5. Рупор с диэлектрической фазовыравнивающей линзой

Уменьшение длины рупора можно достигнуть применением фазовыравнивающих устройств, в качестве которых часто применяют различные линзы, устанавливаемые в раскрыве рупора.

Пример такого рупора с диэлектрической фазовыравнивающей линзой показан на рис. 8.5.

8.3. Линзовые антенны

Линзовые антенны — это апертурные антенны оптического типа. Как свидетельствует само название, основным элементом в этих антеннах является линза, которая преобразует пучок лучей, расходящийся из фокуса, в котором находится источник излучения (при работе в режиме передачи), в пучок параллельных лучей на раскрыве линзы. И наоборот, пучок параллельных лучей, падающих на раскрыв линзы, сходится в ее фокусе (в режиме приема), где улавливается рупором, открытым концом волновода, вибратором и т. д.

Линзы разделяются на замедляющие и ускоряющие. В замедляющих линзах фазовая скорость меньше скорости света (аналогично оптическим стеклянным линзам), а в ускоряющих — больше скорости света (как в волноводе).

Замедляющие линзы выполняют из высокочастотного диэлектрика или из более легкого и имеющего меньшие потери искусственного диэлектрика, представляющего собой систему из небольших металлических дисков, шариков и пр., укрепленных на диэлектрическом каркасе или вкрапленных в пенополистироле или другом диэлектрике с малыми потерями и малой диэлектрической проницаемостью.

Ускоряющие линзы изготавливают в виде системы параллельных металлических пластин с расстоянием между ними (0,58 ... 0,62)λ (металлопластинчатые линзы) или секций прямоугольных волноводов, оси которых параллельны оси антенны. Пример замедляющей и ускоряющей линз приведен на рис. 8.6.

В линзовых антеннах используются такие же облучатели, как и в зеркальных антеннах. Для линзовой антенны ширина диаграммы направленности и КНД рассчитываются исходя из размеров апертуры в долях волны по формулам (8.1) и (8.2).

Преимущество линзовых антенн перед зеркальными состоит в том, что у них облучатель не затеняет раскрыва и не искажает распределения в апертуре.

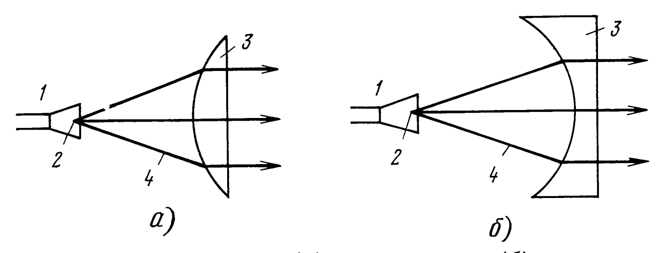


Рис. 8.6. Замедляющая (*а*) и ускоряющая (*б*) линзы:

1 — облучатель; *2* — фокус линзы; *3* — линза; *4* — траектории лучей

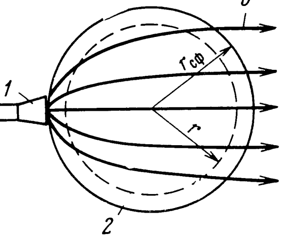


Рис. 8.7. Сферическая линза Люнеберга:

1 — облучатель; *2* — линза; *3* — траектории лучей

Недостаток линзовых антенн — сравнительно сложная конструкция, большая масса и высокая стоимость.

Имеется несколько типов линзовых антенн, позволяющих обеспечить широкий сектор качания (сканирования) луча. Таким свойством, например, обладают сферическая и цилиндрическая линзы Люнеберга. В линзе Люнеберга со сферической симметрией показатель преломления должен изменяться по формуле

$$n = \sqrt{2 - (r/r_{сф})^2},$$

где n — показатель преломления; $r_{сф}$ — радиус сферической линзы; r — текущий радиус точки внутри сферы.

Источник излучения (облучатель), расположенный на периферии линзы (рис. 8.7), создает пучок параллельных лучей на ее апертуре. Перемещение облучателя по сфере приводит к качанию диаграммы направленности линзы по любым направлениям. Обычно сферическую линзу Люнеберга возбуждают решеткой облучателей, и тогда каждому из облучателей соответствует своя неподвижная остронаправленная диаграмма направленности. Вся система облучателей с линзой образует многолучевую антенную систему, способную одновременно обслуживать широкий сектор углов, осуществляя в нем непрерывный радиолокационный контроль пространства, а также вести направленную радиосвязь одновременно с различными корреспондентами, находящимися в разных направлениях.

К многолучевым линзовым антеннам кроме линзы Люнеберга следует отнести линзу Ротмана и линзу R—$2R$.

Принцип действия линзы Ротмана поясняет рис. 8.8. Линза в своем простейшем исполнении состоит из области между параллельными пластинами, питаемой коаксиальными зондами с двух противоположных сторон. Зонды с правой стороны линзы (входы излучающих элементов) соединены высокочастотным кабелем определенной длины с отдельными излучающими элементами антенной решетки на раскрыве линзы. Зонды, расположенные с левой стороны линзы (входы лучей), распределены вдоль фокальной дуги таким образом, что каждый из них соответствует определенному направлению луча в пространстве.

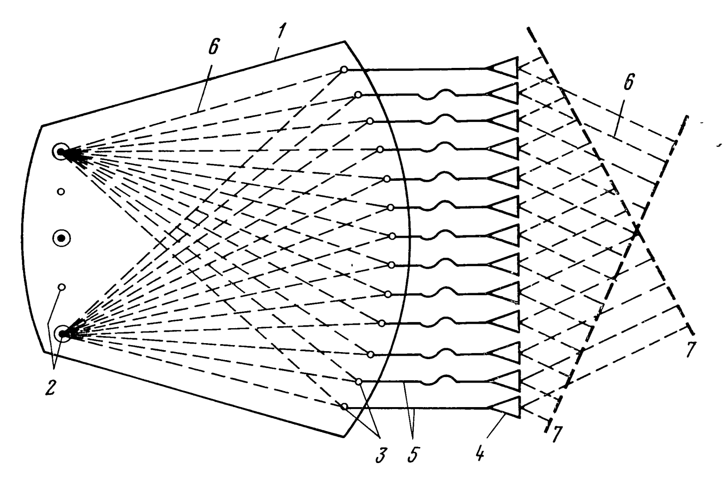


Рис. 8.8. Линза Ротмана:

1 — линза; *2* — входы лучей; *3* — входы излучающих элементов; *4* — излучающие элементы; *5* — кабели, соединяющие излучающие элементы с их входами; *6* — траектории лучей; *7* — фронт волны

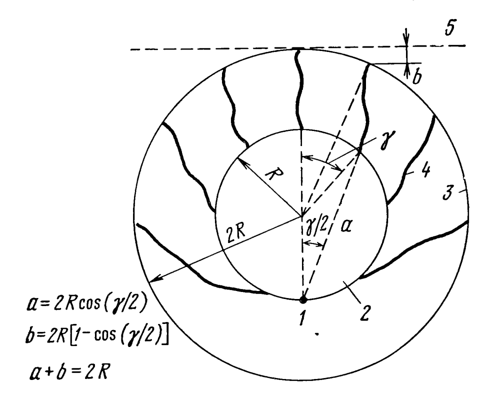


Рис. 8.9. Линза R—$2R$:

1 — точка возбуждения; *2* — линза; *3* — поверхность решетки излучающих элементов; *4* — кабели, соединяющие линзу с излучающими элементами (одинаковой длины); *5* — фазовый фронт волны на выходе линзы

Конструкция линзы и длины кабелей выбраны такими, что все электрические пути лучей от данной фокальной точки до соответствующего волнового фронта имеют одинаковую электрическую длину.

Решетки линзы Ротмана могут быть прямолинейны и криволинейны. Последние можно использовать как невыступающие антенны на различных летательных аппаратах.

Прямолинейные решетки дают более узкий луч, чем криволинейные при тех же размерах раскрыва. Криволинейные обладают тем преимуществом, что имеют более широкий сектор сканирования (или сектор перекрытия многолучевой диаграммой), их максимальная эффективная радиолокационная площадь рассеяния меньше, чем у прямолинейной решетки, в них не наблюдается «ослепления» решетки, так как кривизна решетки разрушает периодичность расположения элементов.

Геометрические соотношения линзы R—$2R$ и круговой антенной решетки представлены на рис. 8.9. Линза R—$2R$ обеспечивает хорошую фокусировку лу-

чей, если электрический диаметр линзы (длина диаметра в длинах волн) точно равен половине диаметра решетки, которую линза возбуждает. Располагая возбудители на периферии линзы, можно создавать многолучевую диаграмму направленности.

8.4. Зеркальные антенны

Зеркальные антенны являются наиболее распространенными апертурными антеннами.

Зеркальными антеннами называются антенны, у которых поле в раскрыве формируется в результате отражения электромагнитной волны от металлической поверхности специального рефлектора (зеркала). Источником электромагнитной волны обычно служит какая-нибудь небольшая элементарная антенна, называемая в этом случае облучателем зеркала или просто облучателем. Зеркало и облучатель являются основными элементами зеркальной антенны.

Поверхности зеркала придается форма, обеспечивающая формирование нужной диаграммы направленности. Наиболее распространенными являются зеркала в виде параболоида вращения, усеченного параболоида, параболического цилиндра или цилиндра специального профиля. Облучатель помещается в фокусе параболоида или вдоль фокальной линии цилиндрического зеркала. Наряду с однозеркальными антеннами применяются и двухзеркальные. На рис. 8.10 показаны примеры зеркальных антенн.

Рассмотрим принцип действия зеркальной антенны. Электромагнитная волна, излученная облучателем, достигнув проводящей поверхности зеркала, возбуждает на ней токи, которые создают вторичное поле, обычно называемое полем отраженной волны. Для того чтобы на зеркало попадала основная часть излученной электромагнитной энергии, облучатель должен излучать только в одну полусферу, т. е. быть однонаправленным.

В раскрыве антенны отраженная от зеркала волна имеет плоский фронт для получения острой диаграммы направленности либо фронт, обеспечивающий получение диаграммы специальной формы. На больших (по сравнению с длиной волны и диаметром зеркала) расстояниях от антенны эта волна в соответствии с законами излучения становится сферической.

Принцип действия простейшей зеркальной антенны поясняет рис. 8.11. Точечный облучатель (например, маленький рупор *2*), расположенный в фокусе параболоида, создает у поверхности зеркала *1* сферическую волну *3*. Зеркало преобразует ее в плоскую волну *4*, т. е. расходящийся пучок лучей преобразуется в параллельный, чем и достигается формирование острой диаграммы направленности *6*.

Отраженная от зеркала волна будет плоской, если длина оптического пути всех лучей, идущих из точки F до зеркала и после отражения до плоскости раскрыва, будет одинаковой. Для этого поверхность зеркала должна быть поверхностью параболоида вращения, образованного вращением параболы *1* (см. рис. 8.11) вокруг оси Z. Точечный источник сферической волны (фазовый центр источника) должен помещаться в фокусе F параболоида, т. е. на фокусном расстоянии f от средней точки параболоида. Различают длиннофокусные и короткофокусные параболические антенны.

Приведенные выше данные применимы и для профиля зеркала, преобразующего цилиндрическую волну в плоскую. Очевидно, в этом случае поверх-

а)   б)

Рис. 8.10. Внешний вид некоторых зеркальных антенн:

а — полноповоротная антенна отечественного радиотелескопа РТ-22. Диаметр зеркала 22 м, профиль зеркала выдержан с точностью 0,2 мм, эффективная площадь апертуры на волне λ=0,8 см равна 150 м^2; *б* — складывающаяся параболическая антенна советской космической станции «Венера»

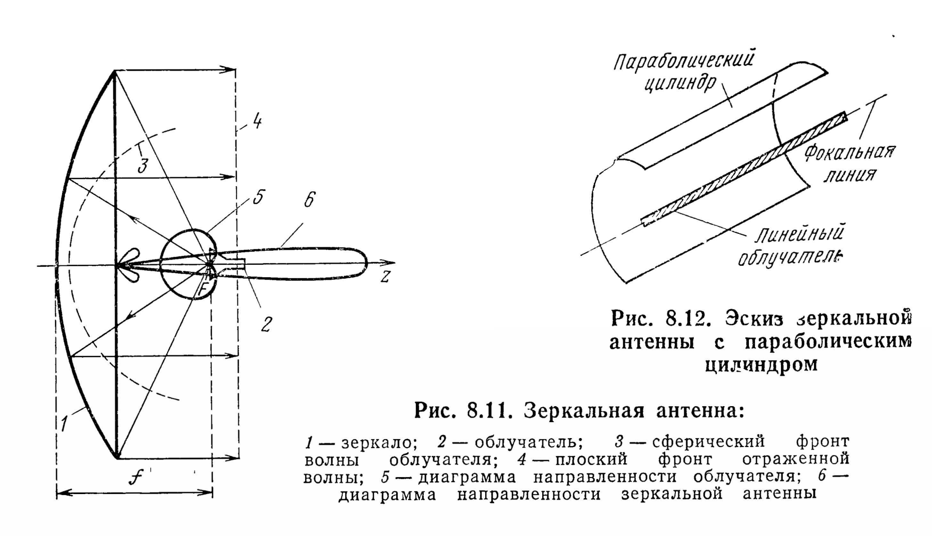


Рис. 8.12. Эскиз зеркальной антенны с параболическим цилиндром

Рис. 8.11. Зеркальная антенна:

1 — зеркало; *2* — облучатель; *3* — сферический фронт волны облучателя; *4* — плоский фронт отраженной волны; *5* — диаграмма направленности облучателя; *6* — диаграмма направленности зеркальной антенны

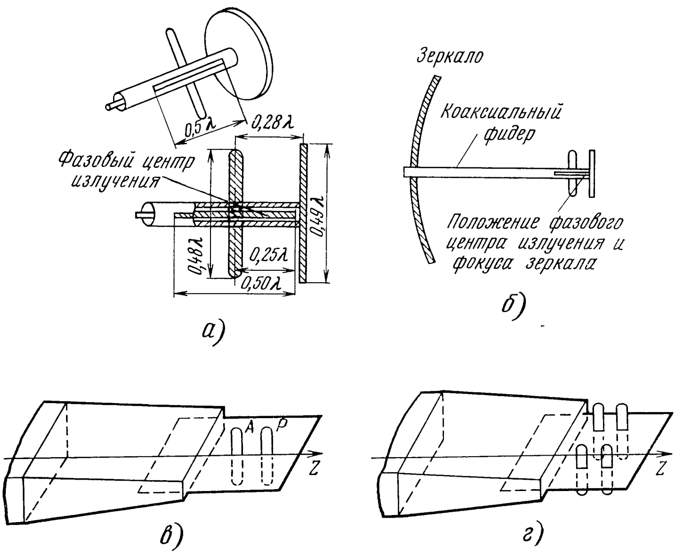


Рис. 8.13. Облучатели параболических антенн

ность зеркала должна быть не параболоидом вращения, а параболическим цилиндром и линейный облучатель, являющийся источником цилиндрической волны, должен располагаться вдоль фокальной линии (рис. 8.12).

Облучатели зеркальных антенн должны удовлетворять следующим требованиям: быть однонаправленными; минимально затенять зеркало (чтобы не искажать диаграмму направленности отражателя); облучатель должен быть достаточно диапазонным, так как диапазонность всей антенны в целом определяется в основном соответствующими свойствами облучателя и фидерного тракта; облучатель должен выдерживать заданную мощность без возникновения высокочастотного пробоя.

В диапазоне дециметровых и более длинных волн применяются вибраторные облучатели; на сантиметровых и миллиметровых волнах применяются волноводно-рупорные облучатели и др.

На рис. 8.13 показаны наиболее распространенные облучатели антенн с зеркалом в виде параболоида вращения.

На рис. 8.13,*а* даны два типа вибраторных облучателей: один (верхний) с рефлектором в виде металлического диска, другой (нижний) с пассивным рефлектором в виде вибратора. В обоих случаях вибратор возбуждается через полуволновую щель, прорезанную в оболочке коаксиального фидера питания. Размеры элементов облучателя, приведенные на рисунке, приближенные и даны для наглядности. В каждом конкретном случае эти размеры должны уточняться экспериментально, с тем чтобы получить требуемую диаграмму облучателя и обеспечить хорошее согласование антенны с фидером.

Эскиз установки вибраторного облучателя у зеркала показан на рис. 8.13,*б*. Фидер проходит через вершину параболоида и располагается вдоль оптической оси. Облучатель устанавливается так, чтобы его фазовый центр совпадал с фокусом. Должна быть предусмотрена возможность регулировки места расположения облучателя.

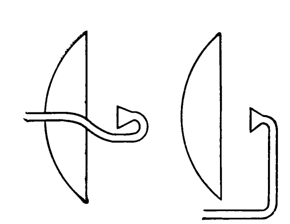


Рис. 8.14. Возбуждение параболоида волноводно-рупорными облучателями

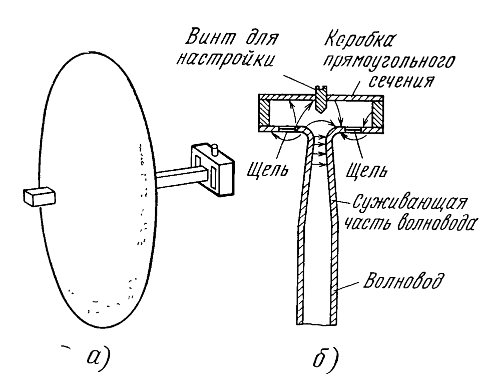


Рис. 8.15. Возбуждение параболоида двухщелевым облучателем обратного излучения:

а — общий вид зеркала с облучателем; *б* — вид облучателя в разрезе

На рис. 8.13,*в* показаны вибраторные облучатели, возбуждаемые прямоугольным волноводом с волной типа H_{10}. Вибраторы крепятся к тонкой металлической пластине, которая устанавливается в середине волновода перпендикулярно линиям электрического поля. Такое расположение пластины не искажает структуры поля в волноводе. Вибраторы же расположены параллельно вектору E, и в них наводятся токи. Более удаленный от зеркала вибратор обычно является рефлектором, для этого его длина берется несколько большей, чем полволны, а расстояние между вибраторами устанавливается около $\lambda/3$. Для сужения диаграммы в плоскости H и приближения ее к диаграмме, имеющей осевую симметрию, применяется облучатель из четырех вибраторов (рис. 8.13,*г*).

Возбуждение вибраторов можно регулировать перемещением пластин вдоль оси z. Для уменьшения влияния волновода на диаграмму облучателя волновод в плоскости E сужается.

Вибраторные облучатели, возбуждаемые волноводом, устанавливают у зеркала так же, как и возбуждаемые фидером (рис. 8.13,*б*).

Волноводно-рупорные облучатели представляют собой либо открытый конец волновода, либо небольшой рупор, присоединенный к концу волновода. Применяются волноводы как прямоугольного сечения, так и круглого.

Расположение волноводов-рупорных облучателей у зеркала показано на рис. 8.14.

На рис. 8.15 показан двухщелевой облучатель обратного излучения. Такой облучатель кампактен и мало затеняет зеркало. Он представляет собой прямоугольный волновод, который заканчивается коробкой прямоугольного сечения с глухой стенкой и двумя щелями, через которые происходит излучение в сторону зеркала. Стрелки на рисунке показывают направление силовых линий электрического поля. Недостатки такого двухщелевого облучателя — ограниченная мощность, которую можно пропустить через него, не опасаясь электрического пробоя между краями щелей, а также его узкополосность.

Упрощенный расчет параметров антенны с зеркалом в виде параболоида вращения можно произвести в следующем порядке. Основными исходными данны-

ми обычно являются рабочая длина волны λ и ширина диаграммы направленности $(2\theta_{0,5})^\circ$. По указанным исходным данным на основании формулы (7.1) определяем диаметр раскрыва параболоида $2R_0$. Из конструктивных соображений выбирается фокусное расстояние f.

Профиль параболоида можно определить на основании уравнения параболы

$$x^2 = 4fz,$$

где z — декартова координата точки вдоль оси параболоида, отсчитываемая от средней точки параболоида; x — координата, перпендикулярная оси z (с тем же началом координат), определяющая положение точки профиля.

Далее подбирается облучатель зеркала, соответствующий диапазону волн, в котором должна работать антенна, и имеющий одностороннюю диаграмму излучения, которая обеспечивает максимальное облучение центральной части зеркала и уменьшение напряженности поля к краям зеркала в 3—10 раз.

Коэффициент направленного действия антенны можно определить по приближенной формуле (8.2).

Шумовые характеристики параболических зеркальных антенн можно улучшить, уменьшив плотность потока, облучающего края зеркала, что ослабляет явление «переливания» электромагнитных волн за края зеркала.

В частности, очень низкую шумовую температуру имеет рупорно-параболическая антенна, представляющая собой рупор длиной 50 ... 100 длин волн и более, который непосредственно присоединяется к сегменту параболоида вращения (рис. 8.16).

Профиль параболического зеркала рассчитывается таким образом, чтобы его фокус совпадал с фазовым центром рупора. Угол раскрыва рупора берется 30 ... 40°, что обеспечивает хорошее согласование рупора с волноводом питания.

В рупорно-параболической антенне отсутствует рассеяние энергии облучателя, которым является рупор. Это повышает КПД, приводит к уменьшению

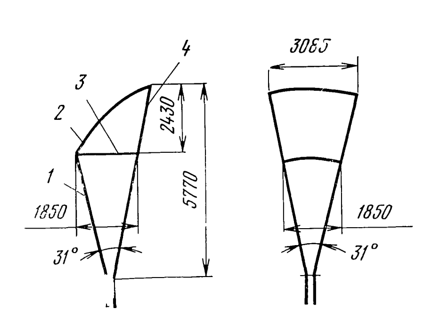


Рис. 8.16. Рупорно-параболическая антенна для волны λ = 8 см:

1 — рупор; *2* — сегмент параболоида; *3* — раскрыв рупора; *4* — раскрыв зеркала

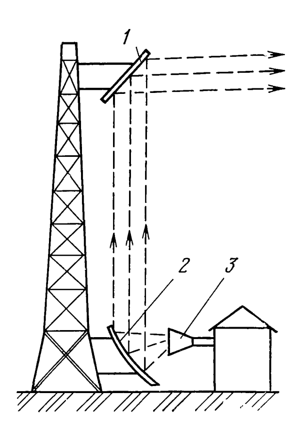


Рис. 8.17. Перископическая антенна:

1 — плоское зеркало; *2* — параболическое зеркало; *3* — облучатель параболического зеркала

уровня боковых лепестков и благодаря этому снижает шумовую температуру антенны в целом. Кроме того, в рупорно-параболической антенне лучи, отраженные от зеркала, не попадают в рупор и линию питания и, следовательно, не нарушают согласования антенны.

В литературе описана рупорно-параболическая антенна, имеющая на частоте 5650 МГц шумовую температуру меньше двух градусов Кельвина.

Антенны рупорно-параболического типа применяются в радиоастрономии, космической радиосвязи и радиорелейных линиях связи.

В радиорелейных линиях связи широкое применение также находят перископические системы, в которых используются плоские металлические зеркала, обеспечивающие поворот фронта плоской волны, т. е. изменение направления распространения волны. Сочетание перископической системы с зеркальной антенной называется *перископической антенной системой* (рис. 8.17).

Широко применяются зеркальные антенны в сантиметровом и дециметровом диапазонах волн, в особенности там, где требуется высокий КНД, узкая диаграмма направленности, обеспечивающая высокую разрешающую способность, а также большая эффективная площадь. Диаметры зеркал достигают 100 м, а в некоторых конструкциях — и более.

Стремление повысить разрешающую способность антенны, увеличить ее эффективную площадь и коэффициент направленного действия привело к созданию антенн большого размера, в которых зеркало состоит из множества отражающих щитов, расположенных на земле. Для изменения угла места главного луча антенны изменяют наклон щитов, а для изменения его азимута пере-

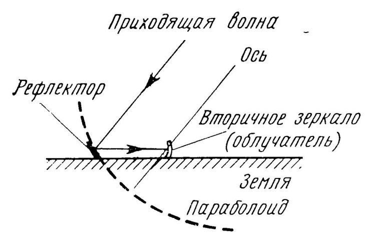


Рис. 8.18. Антенна переменного профиля, работающая в режиме приема внеземного излучения

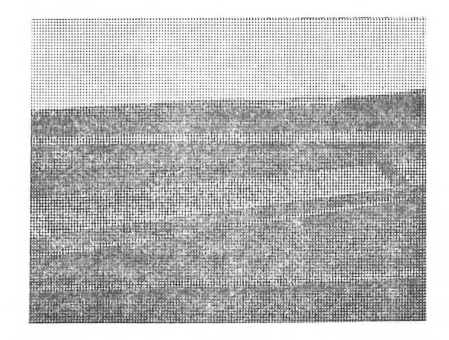




Рис. 8.19. Радиотелескоп РАТАН-600:
а — общий вид; *б* — облучатель

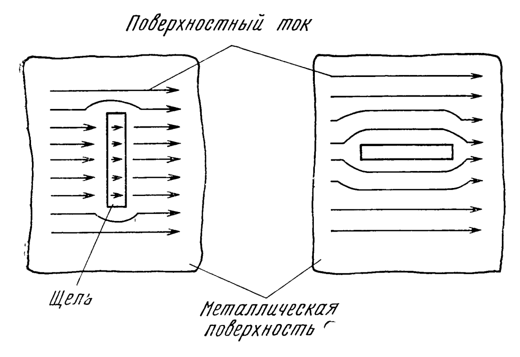


Рис. 8.20. Прямолинейная щель в плоском экране

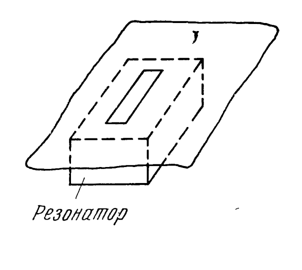


Рис. 8.21. Щелевая антенна одностороннего излучения

мещают облучатель. Такие антенны называют *антеннами переменного профиля.* Вся совокупность щитов образует часть параболоида в виде ленты (рис. 8.18).

На рис. 8.19 изображена антенна радиотелескопа РАТАН-600, зеркало которой состоит из 895 щитов размерами 7,4×2 м^2, расположенных по кругу диаметром 600 м. Кольцевая форма зеркала позволяет осуществлять азимутальное сканирование в пределах 360°. Антенна работает в диапазоне 0,8 ... ... 30 см.

8.5. Щелевые антенны

Щелевая антенна представляет собой отверстие, прорезанное в металлическом листе и возбуждаемое источником электромагнитных колебаний. В основном применяются прямоугольные узкие щели шириной (0,03 ... 0,05) λ и длиной около половины длины волны. Если по поверхности металла протекает ток высокой частоты, а щель расположена так, что пересекает линии тока (рис. 8.20), то внутри щели возникает электрическое поле, силовые линии которого перпендикулярны краям щели. Напряженность электрического поля, а следовательно, и напряжение между краями полуволновой щели распределены вдоль ее длины примерно по синусоидальному закону. На концах щели напряжение равно нулю. Если щель расположена вдоль линий поверхностного тока, то она практически не искажает его распределения и щель не возбуждается.

Электрическое поле в щели можно рассматривать как излучатель, так как оно является источником излучения наряду с поверхностными токами. Щель, излучающую в обе стороны от металлического листа, называют двусторонней. На практике чаще применяют односторонние щелевые антенны. Чтобы устранить излучение в одно полупространство, щель с соответствующей стороны закрывают резонатором (рис. 8.21). Обычно в нем расположено возбуждающее антенну устройство.

Помимо прямолинейных щелей находят применение щели другой формы, например уголковые, П-образные, крестообразные, гантельные, кольцевые и др.

На рис. 8.22 изображены применяемые на практике способы возбуждения

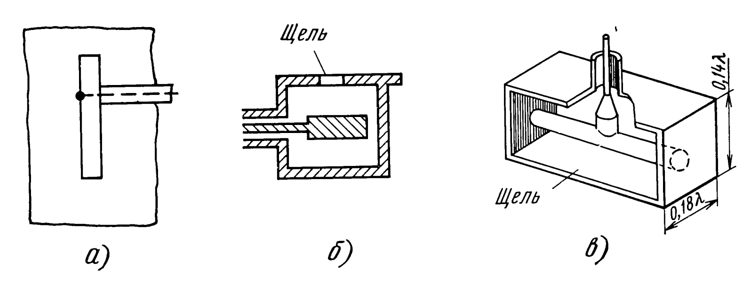


Рис. 8.22. Некоторые способы возбуждения щелевых антенн

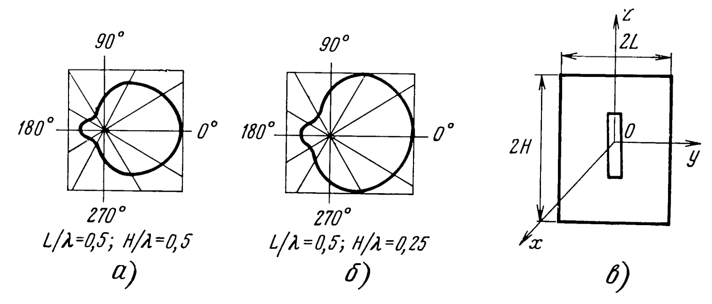


Рис. 8.23. Диаграммы направленности полуволновой щели (одностороннего излучения) в прямоугольном плоском экране:

а — диаграмма направленности в плоскости *xoz*; *б* — диаграмма направленности в плоскости *xoy*; *в* — расположение щели на экране

полуволновой прямолинейной щелевой антенны. На дециметровых волнах для возбуждения щели обычно применяют коаксиальный фидер, внутренняя жила которого присоединяется к одной кромке щелевой антенны, а оплетка припаяна к другой по всей длине фидера (рис. 8.22,*а*). Благодаря такому соединению сохраняется симметрия возбуждения и оплетка не возбуждается.

На рис. 8.22,*б* изображено резонаторно-зондовое устройство для возбуждения щели. Питаемый коаксиальным фидером зонд возбуждает колебания внутри прямоугольного резонатора. Токи, текущие по внутренней поверхности стенок резонатора, в свою очередь возбуждают щель.

Пример широкополосной щелевой антенны изображен на рис. 8.22,*в*. Широкая щель возбуждается резонатором, внутри которого расположен Т-образный возбудитель. Каждая половина возбудителя вместе с резонатором образует короткозамкнутый на конце отрезок длиной линии. Длина и поперечные размеры возбудителя выбираются так, чтобы его входная реактивная проводимость в некоторой полосе частот компенсировала реактивную проводимость щели.

На рис. 8.23 изображены диаграммы направленности полуволновой щели (односторонней), прорезанной в плоском металлическом листе. Из рисунка следует, что большая часть энергии излучается в освещенное полупространство; затеняющее действие экрана сказывается тем больше, чем больше размер $2L$ экрана по сравнению с длиной волны.

Глава 9.

АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

9.1. Общие сведения

Стремление повысить точность определения угловых координат, скорость перемещения луча в пространстве, необходимость в создании управляемых диаграмм направленности, позволяющих обеспечить подавление помех, привели в ряде случаев к отказу от применения традиционных апертурных антенн и использованию вместо них антенных решеток с электрическим управлением диаграммой направленности.

Антенной решеткой называется антенна, представляющая собой совокупность отдельных антенн, расположенных в определенном порядке и возбуждаемых одним или несколькими когерентными источниками. Когерентными называются источники колебаний, разность фаз которых не изменяется в течение достаточно длительного периода. Отдельные антенны, из которых состоят решетки, обычно называются излучающими элементами, независимо от того, работают ли они в режиме передачи или приема.

В качестве излучающих элементов антенных решеток применяют вибраторные, щелевые, волноводные, рупорные, зеркальные, линзовые антенны, а также антенны бегущей волны — спиральные, волновые каналы, стержневые диэлектрические и пр.

Главным преимуществом антенных решеток по сравнению с антеннами других типов является возможность гибкого управления их характеристиками направленности и возможность параллельной обработки сигналов от каждого элемента.

Первые антенные решетки были синфазными. К ним относятся описанные в гл. 4 направленные антенны, разработанные М. А. Бонч-Бруевичем и В. В. Татариновым в Нижегородской радиолаборатории, направленные антенны Маркони.

Современные антенные решетки могут иметь самые разнообразные пространственные структуры, из которых следует выделить следующие, наиболее часто используемые на практике:

поверхностные антенные решетки, излучающие элементы которых расположены на некоторой поверхности (сферической, цилиндрической, конической и на поверхностях подвижных объектов: кораблей, самолетов, ракет и т. д.) (рис. 9.1,*а, б, в*);

плоские антенные решетки, у которых излучающие элементы лежат в одной плоскости (рис. 9.1,*г*);

криволинейные антенные решетки, излучающие элементы которых расположены на кривой линии (в частном случае — замкнутой), например кольцевые и дуговые антенные решетки, излучающие элементы которых расположены на окружности или ее части соответственно (рис. 9.1,*д, е*);

линейные антенные решетки, излучающие элементы которых расположены на прямой линии (рис. 9.1,*ж,з*); из них выделяются два типа антенных решеток: эквидистантные антенные решетки, представляющие собой линейную антенную решетку с одинаковыми расстояниями (шагом решетки) между соседними излучающими элементами (рис. 9.1,*ж*), и неэквидистантные антенные решетки, представляющие собой линейную решетку с неодинаковым расстоянием между соседними излучающими элементами (рис. 9.1,*з*).

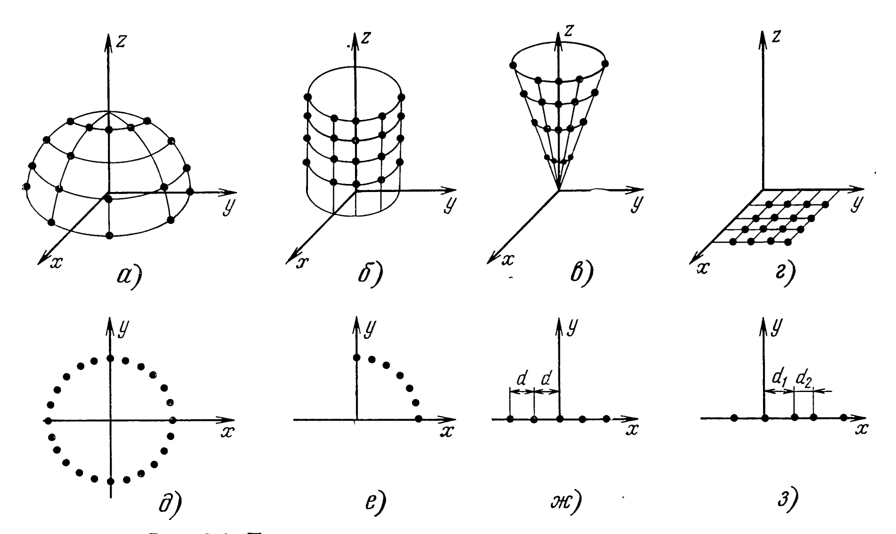


Рис. 9.1. Пространственные структуры антенных решеток:
а — сферическая; *б* — цилиндрическая; *в* — коническая; *г* — плоская; *д* — кольцевая; *е* — дуговая; *ж* — эквидистантная; *з* — неэквидистантная

Реальные излучающие элементы обладают направленными свойствами. Их диаграмма направленности оказывает влияние на диаграмму антенной решетки.

Диаграмма направленности плоской решетки с излучающими элементами, имеющими диаграммы $f_э(\theta)$, равна произведению диаграммы направленности излучающего элемента $f_э(\theta)$ на диаграмму той же решетки $f_n(\theta)$, но из изотропных (ненаправленных) элементов: $f(\theta)=f_э(\theta)f_n(\theta)$; здесь $f_n(\theta)$ — множитель антенной решетки. Введение понятия множителя антенной решетки обусловлено тем, что для большинства используемых решеток диаграммы направленности элементов можно считать одинаковыми для всех излучающих элементов решетки, представляющими собой медленно меняющиеся функции угла θ (по сравнению с множителем решетки), и поэтому некоторые основные характеристики направленности (такие, как уровень боковых лепестков, ширина и точность установки луча) во многом определяются множителем антенной решетки.

Для синфазной решетки заданной длины l уровень боковых лепестков определяется амплитудным распределением по ее раскрыву. Ширина диаграммы синфазной линейной антенной решетки определяется размерами и видом амплитудного распределения по ее раскрыву и обратно пропорциональна ее длине, выраженной в длинах волн (l/λ). Равноамплитудное синфазное распределение, позволяющее при заданной длине решетки обеспечить максимальные КНД и коэффициент использования площади, равный единице, обладает большим уровнем боковых лепестков, приблизительно равным — 13,2 дБ. Спадающие к краям решетки амплитудные распределения характеризуются меньшими уровнями боковых лепестков и меньшими значениями КНД и коэффициента использования поверхности, а также большей шириной диаграммы по сравнению с равноамплитудным распределением.

9.2. Сканирующие антенные решетки

Механическое перемещение луча или управление характеристикой направленности антенн с помощью механического перемещения всей антенны или ее частей не могут быть выполнены с требуемыми большими скоростями.

В связи с этим является важным электрическое управление характеристиками направленности антенн, которое может быть эффективно реализовано в антенной решетке электрическим управлением амплитудой и фазой излучающих элементов.

Изменение направления максимального излучения (приема) решетки в пространстве по определенному закону называется *сканированием луча.*

Разделяют три способа электрического сканирования:

фазовый, вследствие изменения фазы сигнала излучающего элемента решетки, при неизменном частотном спектре сигнала;

частотный, когда фаза сигнала, излучаемого элементом, изменяется из-за изменения частоты этого сигнала;

амплитудный, когда сканирование происходит вследствие коммутации парциальных диаграмм, имеющих различные направления основных главных максимумов.

Перемещение луча при сканировании можно рассматривать как перемещение основного главного максимума множителя решетки в пространстве при неизменной диаграмме направленности элементов $f_э(\theta)$. Поскольку диаграмма решетки представляет собой произведение множителя решетки на диаграмму элемента $f_э(\theta)$, амплитуда основного главного максимума решетки при сканировании будет изменяться пропорционально изменению уровня диаграммы элемента. Таким образом, чем более остронаправленным будет излучающий элемент решетки, тем быстрее при сканировании будет изменяться ее КНД. Как правило, в линейных и плоских решетках диаграммы направленности элементов ориентированы так, что направление максимального излучения элемента совпадает с нормалью к раскрыву решетки. Поэтому при отклонении луча решетки от нормали к ее раскрыву КНД уменьшается, и тем больше, чем больше направленность у излучающего элемента.

Стоимость и сложность конструкции решетки в основном определяются числом управляемых элементов, используемых в ней, и поэтому число элементов в решетке стремятся сделать минимальным. Для этого в эквидистантных решетках применяют направленные излучающие элементы (рупора, диэлектрические антенны и др.) или объединяют (для увеличения направленности) группы элементов в подрешетки с общим управлением так, чтобы побочные главные максимумы были подавлены диаграммами элементов. Для этого применяют неэквидистантные решетки, в которых из-за разных расстояний между соседними элементами отсутствуют направления (кроме направления основного главного максимума), где поля от всех элементов решетки складываются с одинаковой фазой, в связи с чем уровень побочных главных максимумов снижается относительно уровня основного главного максимума при том же числе элементов, что и в эквидистантной решетке.

В радиосистемах применяются антенные решетки различной формы. Наибольшее применение нашли плоские решетки, как наиболее простые с точки зрения построения и возможности их анализа.

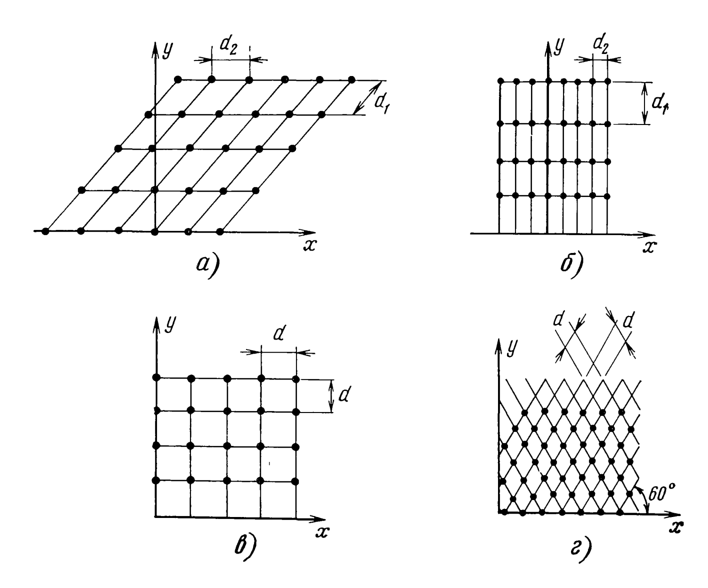


Рис. 9.2. Координатные сетки размещения излучающих элементов плоских антенных решеток:

а — косоугольная; *б* — прямоугольная; *в* — квадратная; *г* — гексагональная

Большинство плоских решеток состоит из идентичных элементов, расположенных в узлах плоской прямолинейной координатной сетки с двойной периодичностью (рис. 9.2). Наиболее часто используются прямоугольная сетка, квадратная и гексагональная, образующая ромбическую сетку с углом 60°.

Излучающие элементы плоской решетки, как правило, ориентированы так, чтобы максимум излучения их диаграмм совпадал с нормалью к плоскости решетки, что позволяет обеспечить в этом направлении максимальный КНД решетки, который изменяется пропорционально диаграмме направленности элемента при сканировании в секторе углов.

Желание расширить сектор сканирования (от значений, превышающих ±45 ... ±60°) до полусферы и более приводит к применению поверхностных выпуклых решеток. Например, цилиндрическая антенная решетка позволяет реализовать круговое сканирование по азимуту. Выпуклые решетки обладают дополнительными степенями свободы в размещении излучающих элементов, которые могут быть расположены на самых различных поверхностях, например на гранях многогранников, конусе, цилиндре, сфере и т. д. Такие решетки обладают бо́льшими, чем плоские, возможностями в реализации требуемых характеристик направленности за счет выбора формы поверхности и расположения на ней элементов.

Однако применение выпуклых решеток приводит к усложнению управления ими, так как простые линейные фазовые распределения, применяемые в плоских решетках, в выпуклых решетках заменяются на более сложные фазовые распределения.

9.3. Фазированные антенные решетки

Электрическое сканирование, обеспечивающее наибольшую скорость перемещения луча в пространстве и управление характеристиками направленности антенны, наиболее часто реализуется в фазированных антеннах решетках (ФАР), направление максимального излучения и (или) форма диаграммы которых изменяется с помощью изменения фазы радиосигналов в элементах. Фазированная антенная решетка состоит из канализирующей системы, обеспечивающей возбуждение ее раскрыва, фазовращателей, изменяющих фазу сигналов, поступающих к элементам через фазовращатели от канализирующей системы и непосредственно элементов, излучающих и (или) принимающих энергию электромагнитных колебаний. Функционирует ФАР совместно с системой управления лучом (СУЛ), подающей управляющие сигналы на фазовращатели (рис. 9.3).

По типу канализирующей системы различают следующие виды антенных решеток:

с пространственным возбуждением, реализуемым облучением решетки первичным облучателем;

с фидерным возбуждением, реализуемым с помощью фидеров, подсоединенных к излучающим элементам;

с комбинированным возбуждением, сочетающим пространственное и фидерное возбуждение.

Пространственное возбуждение решетки реализуется в двух вариантах: проходном и отражательном.

В *проходной* ФАР электромагнитные волны от первичного, как правило, слабонаправленного облучателя (вибратора, рупора, волновода, щели и т. д.) падают на коллекторную антенную решетку (рис. 9.4,*а*), предназначенную для приема этой энергии, проходят через фазовращатели, трансформирующие (коллимирующие) выпуклый фазовый фронт волны от первичного облучателя в фазовый фронт заданной формы (как правило, плоский), который излучается элементами с раскрыва ФАР. Такой вариант построения ФАР аналогичен линзовой антенне с управляемым коэффициентом преломления.

Отражательной антенной решеткой называется решетка с пространственным или комбинированным возбуждением, у которой прием электромагнитных колебаний от первичного облучателя и их излучение в пространство осуществляются одними и теми же элементами. В отражательной ФАР (рис. 9.4,*б*) энергия первичного облучателя принимается элементами ФАР, проходит через отражательные фазовращатели, обеспечивающие требуемую поверхность излучаемого ФАР фазового фронта, и излучается в пространство теми же элемен-

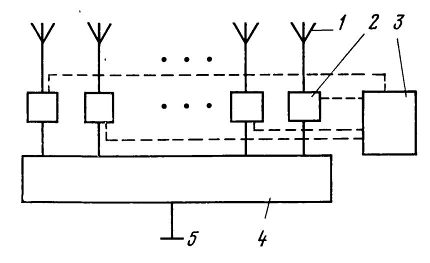


Рис. 9.3. Структура фазированной антенной решетки:

1 — излучающие элементы; *2* — фазовращатели; *3* — система управления лучом; *4* — канализирующая система; *5* — выход или вход антенной решетки

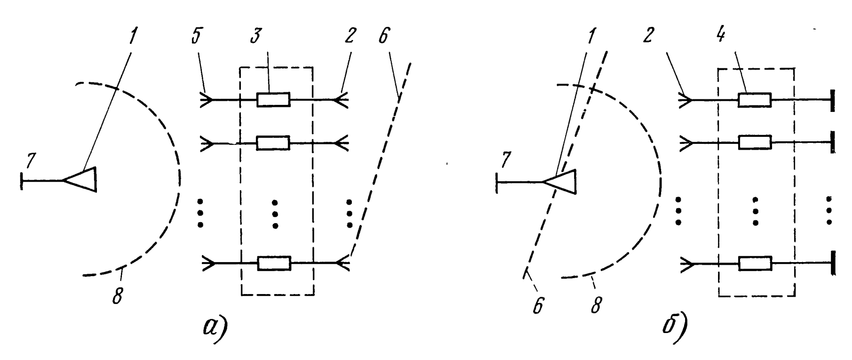


Рис. 9.4. Схемы построения фазированных антенных решеток с пространственным возбуждением проходной (*а*) и отражательной (*б*):

1 — первичный облучатель; *2* — излучающие элементы; *3* — проходные фазовращатели; *4* — отражательные фазовращатели; *5* — излучающие элементы коллекторной решетки; *6* — фронт волны; *7* — вход антенной решетки; *8* — фронт волны от первичного облучателя

тами. Такой вариант построения ФАР аналогичен зеркальной антенне с управляемой фазой коэффициента отражения или формой зеркальной поверхности.

Заданная форма амплитудного распределения решетки с пространственным возбуждением реализуется выбором первичного облучателя с соответствующей диаграммой.

Преимуществами отражательных решеток перед проходными решетками являются отсутствие коллекторной части (т. е. меньшее число элементов и меньшие продольные размеры), конструктивно-эксплуатационная простота (из-за наличия легкого доступа к любому фазовращателю с тыльной, неизлучающей стороны решетки). Недостатком отражательной решетки является затенение ее раскрыва первичным облучателем, что приводит к снижению КПД и росту боковых лепестков, как и в зеркальных антеннах. Преимуществами проходной решетки перед отражательной являются возможность отдельной оптимизации коллекторной и излучающей части, отсутствие затенения раскрыва первичным облучателем.

Фидерное возбуждение ФАР реализуется соединением источника колебаний с фазовращателями и элементами с помощью отрезков фидерных линий, волноводных и коаксиальных тройников, мостов, направленных ответвителей и т. п. Различают следующие виды фидерного возбуждения: параллельное, последовательное и смешанное. При параллельном возбуждении решетки возбуждение происходит разветвлением на два или более фидеров, каждый из которых соединяется с одним элементом. Схемы решеток с параллельным возбуждением приведены на рис. 9.5,*а*,*б*,*в*. При последовательном возбуждении решетки элементы в последовательности, определяемой их расположением, соединяются с общим фидером. При последовательном возбуждении ФАР фазовращатели могут находиться как в общем фидере между боковыми ответвлениями к соседним элементам (рис. 9.5,*г*), так и в боковых ответвлениях, непосредственно перед элементом (рис. 9.5,*д*).

Смешанное возбуждение осуществляется сочетанием параллельного и последовательного возбуждений, например, как это показано на рис. 9.5,*е*,*ж*.

Преимуществами фидерного возбуждения перед пространственным явля-

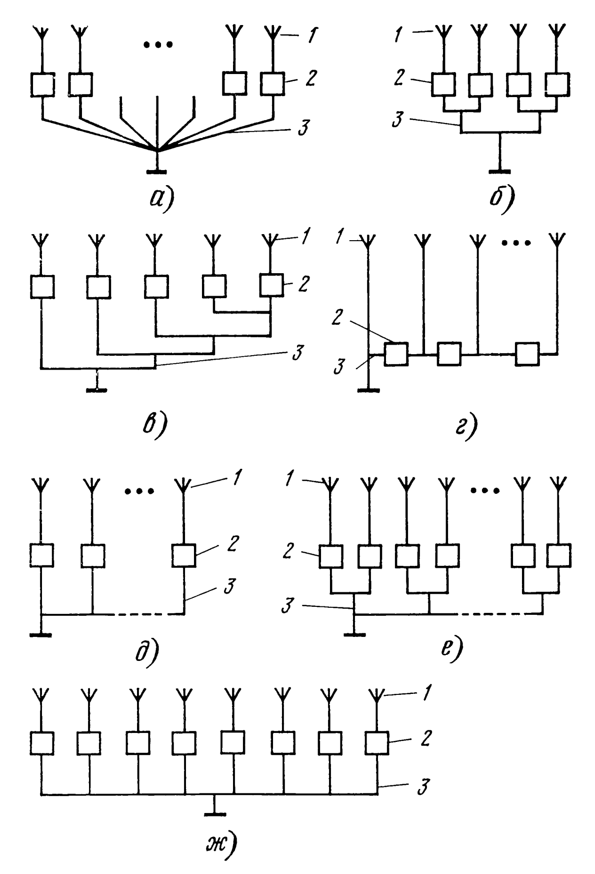


Рис. 9.5. Схемы построения фазированной антенной решетки с фидерным возбуждением:

а — параллельное возбуждение каналов; *б* — двоично-этажная схема (елочка), *в* — этажная схема (не двоичная); *г* — последовательная схема с фазовращателями в общем фидере; *д* — последовательная схема возбуждения с фазовращателями в канале каждого излучающего элемента; *е* — смешанное фидерное возбуждение; *ж* — смешанное фидерное возбуждение; *1* — излучающий элемент; *2* — фазовращатель; *3* — фидерная канализирующая система

ются большая гибкость и создание требуемых амплитудных распределений и меньшие продольные размеры. Однако при фидерном возбуждении решетка становится конструктивно более сложной, увеличивается ее масса.

Управление фазовым распределением ФАР осуществляется с помощью фазовращателей и системы управления лучом (СУЛ), подающей на них команды управления. Фазовращатели, число которых в ФАР составляет от единиц до сотен и даже до десятков тысяч, являются одними из основных элементов ФАР, определяющих стоимость и характеристики направленности ФАР.

В большинстве случаев в ФАР используются фазовращатели с дискретной установкой фазового сдвига. Она обладает следующими преимуществами перед установкой непрерывных значений фазы: большая стабильность уста-

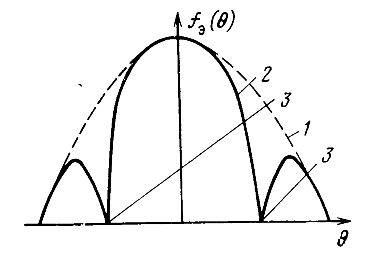


Рис. 9.6. Провалы в диаграмме направленности излучающего элемента в решетке из-за взаимодействия:

1 — диаграмма направленности одиночного излучающего элемента; *2* — диаграмма направленности излучающего элемента в решетке; *3* — провалы в диаграмме направленности излучающего элемента в решетке

новленной фазы, простота управления, большая совместимость с цифровым управлением.

Наибольшее применение в антенных решетках нашли ферритовые и *p-i-n* диодные фазовращатели (см. гл. 2).

В антенных решетках существуют взаимные связи между элементами по электромагнитному полю. Поэтому характеристики одиночного элемента, находящегося в свободном пространстве, отличаются от характеристик элемента в составе решетки, где он находится рядом с другими элементами. Из-за взаимного влияния изменяется диаграмма элемента, возникают искажения поляризационных характеристик, изменяется сопротивление излучения, являющееся функцией угла сканирования, что ведет к рассогласованию между антенной решеткой и пространством, элементами и линиями передачи, подводящими к ним электромагнитную энергию. Эти эффекты приводят к снижению коэффициента усиления решетки, увеличению фона бокового излучения. Вследствие взаимного влияния между элементами в диаграмме направленности элемента в составе ФАР могут появляться глубокие провалы (рис. 9.6), тогда как диаграмма одиночного элемента может иметь гладкую форму. В результате в направлениях этих провалов почти вся поступающая для излучения (или принимаемая) мощность будет отражаться от элемента обратно к линиям передачи (или в свободное пространство) и антенная решетка будет рассогласована с пространством. Такой режим рассогласования, часто называемый режимом (эффектом) «ослепления», приводит к сужению сектора сканирования решетки.

Наличие случайных ошибок на раскрыве ФАР искажает форму диаграммы направленности решетки, увеличивает уровень максимального бокового излучения и его фона, уменьшает коэффициент усиления, ухудшает точность установки луча.

При дискретном фазировании появляются погрешности в устанавливаемом фазовом распределении из-за отличия между устанавливаемыми дискретными значениями фазы и требуемыми значениями этой фазы. Из-за дискретности фазового распределения луч ФАР может иметь также лишь дискретные направления, что приводит к скачкообразному передвижению луча в секторе сканирования.

Отклонение частоты электромагнитного колебания от частоты, на которую настроена ФАР, также искажает фазовое распределение по ФАР и, как следствие, ухудшает ее характеристику направленности.

Фазируемые антенные решетки могут использоваться как элементы, входящие в другие антенные системы, которые называют гибридными, а также, как управляемые облучатели или отражатели зеркальных и линзовых скани-

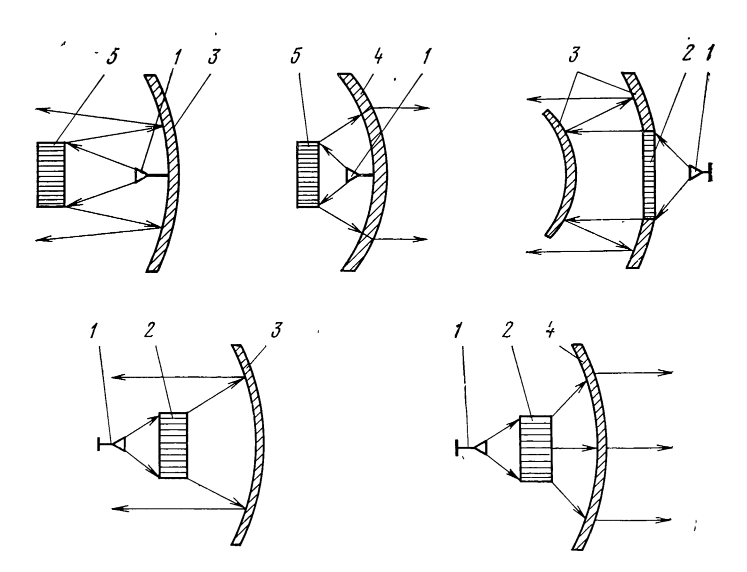


Рис. 9.7. Фазированные антенные решетки в качестве облучателей зеркальных и линзовых антенн:

1 — первичный облучатель; *2* — проходная фазированная антенная решетка; *3* — зеркало; *4* — линза; *5* — отражательная фазированная антенная решетка

Рис. 9.8. Купольная антенна:

1 — излучающие элементы линзы; *2* — фиксированные фазовращатели; *3* — фазированная антенная решетка; *4* — линза, состоящая из излучающих элементов *1* и фиксированных фазовращателей *2*

рующих антенных систем (рис. 9.7). Построение вышеназванных систем по таким схемам позволяет реализовать электронное сканирование в сравнительно простых и дешевых системах. Вместо механически перемещающегося облучателя здесь применена сканирующая ФАР.

Для расширения сектора сканирования плоской ФАР может быть использована одна из таких перспективных антенных систем, так называемая купольная антенна. Она представляет собой плоскую решетку, сканирующую в сравнительно узком секторе углов $\pm(25 \ldots 45^\circ)$, облучающую с внутренней стороны куполообразную линзу (рис. 9.8) с переменным коэффициентом преломления, как бы усиливающую угол отклонения луча плоской ФАР и в результате сканирующую в более широком пространственном секторе (до $\pm 90^\circ$ и более). Линза может быть реализована в виде выпуклой антенной решетки (содержащей в себе коллекторную и излучающую решетки) с фиксированны-

ми фазовращателями, обеспечивающими усиление отклонения луча из-за изменения фазовых задержек от фазовращателя к фазовращателю. Линза трансформирует фазовый фронт (в общем случае не плоский) плоской ФАР в плоский фазовый фронт, распространяющийся в заданном направлении.

Осевая симметрия купольной линзы обеспечивает двумерное сканирование. Однако управление купольной антенны сложнее, чем у обычной ФАР, из-за необходимости создавать существенно неплоские фазовые распределения по раскрыву плоской облучающей ФАР.

9.4. Антенные решетки с частотным сканированием

Одним из способов электрического управления лучом антенной решетки является частотное управление, основанное на изменении электрического расстояния между излучающими элементами решетки и, следовательно, фазы излучающих элементов, возбуждаемых волной, бегущей по канализирующей системе при изменении частоты колебаний этой волны. Сканирование лучом в этом случае также происходит вследствие изменения фазового распределения по излучающим элементам.

Для увеличения скорости изменения фазы с изменением частоты и, следовательно, скорости изменения углового положения луча используют фидерные линии с резко выраженной зависимостью фазовой скорости от частоты.

С изменением частоты угол отклонения луча решетки будет меняться тем быстрее, чем сильнее зависимость изменения скорости распространения волны вдоль фидера от частоты. Применяя, например, змейковые волноводы (рис. 9.9), можно получить сканирование в секторе углов 180° при 3%-ном изменении частоты.

Основным параметром, характеризующим решетку с частотным сканированием, является углочастотная чувствительность, равная скорости изменения углового положения основного главного максимума от частоты.

В СВЧ диапазоне наиболее простым и традиционным вариантом линейной решетки с частотным сканированием является волноводно-щелевая решетка, представляющая собой прямоугольный волновод с основным типом волны H_{10} с элементами в виде щелей, прорезанных на широкой или узкой стенке волновода (рис. 9.10). Располагая щели с разными наклонами к оси волновода или разными смещениями от оси волновода, можно регулировать амплитудное распределение волноводно-щелевой решетки.

Волноводно-щелевые решетки подразделяют на резонансные и нерезонансные. В резонансных волноводнощелевых решетках расстояние между щелями равно либо длине волны в волноводе $\lambda_в$ (рис. 9.10,*а*), либо $\lambda_в/2$ (рис. 9.10,*б*,*в*), где $\lambda_в=\lambda/\sqrt{1-(\lambda/2a)^2}$, при их переменно-фазном возбуждении полем волновода. В резонансных волноводно-щелевых решетках на центральной частоте диапазона щели являются синфазными и основной главный максимум направлен перпендикулярно к оси решетки.

Однако из-за синфазного сложения отраженных от щелей волн может уменьшаться коэффициент усиления волноводно-щелевой решетки по направлению к нормали и близлежащим к ней углам. Этот эффект называется «эффектом нормали».

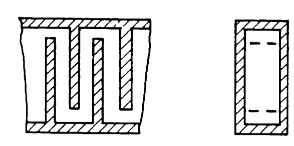


Рис. 9.9. Змейковый волновод

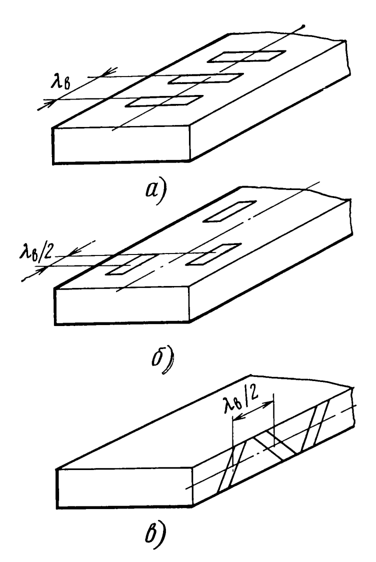


Рис. 9.10. Волноводно-щелевые решетки:

а — синфазное возбуждение поперечных щелей на широкой стенке волновода; *б* — синфазное возбуждение продольных щелей (переменно-фазносвязанных с полем волновода) на широкой стенке волновода; *в* — синфазное возбуждение на узкой стенке волновода

9.5. Антенные решетки с обработкой сигнала

Многолучевые антенные решетки. В ФАР сканирование осуществляется изменением фаз фазовращателей, что позволяет обеспечить последовательный обзор пространства в секторе сканирования. В тех случаях, когда требуется сократить время обзора какого-либо сектора углов, можно применить параллельный обзор пространства, создавая веер одновременно существующих лучей, заполняющих этот сектор. Такой обзор пространства реализуется в многолучевых антенных решетках, создающих одновременно множество независимых (ортогональных) разнонаправленных лучей (рис. 9.11).

Многолучевые решетки имеют несколько независимых входов, каждому из которых соответствует своя диаграмма направленности. Коммутируя эти входы, можно осуществлять амплитудное сканирование. При подаче (приеме) колебаний на все входы одновременно решетка будет иметь многолучевую диаграмму.

Парциальные распределения фазы, каждому из которых соответствует свой луч, формируются на одном и том же раскрыве решетки. Многолучевые решетки строятся с помощью специальных многополюсников, называемых диаграмообразующей схемой (ДОС). При возбуждении каждого из входов ДОС реализуется конкретное фазовое распределение, которому соответствует свое положение луча в пространстве. На рис. 9.12,*а* приведена параллельная ДОС, называемая матрицей Батлера, для четырехэлементной решетки, формирующая четыре луча, состоящая из трехдецибельных мостов и фазовращателей. Матрица Батлера формирует веер пересекающихся лучей, причем уровни их пересечения лежат в интервале от —3 дБ (при числе элементов $n=2$) до —3,92 дБ (при бесконечном числе элементов). Максимумы всех лучей совпадают с нулями диаграмм всех остальных лучей.

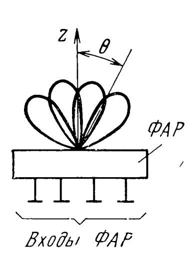
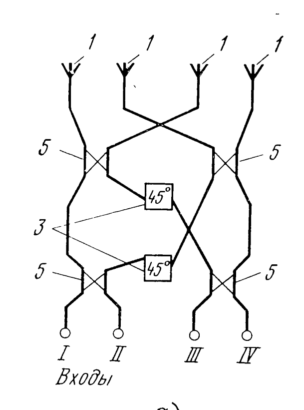


Рис. 9.11. Веер лучей многолучевой решетки



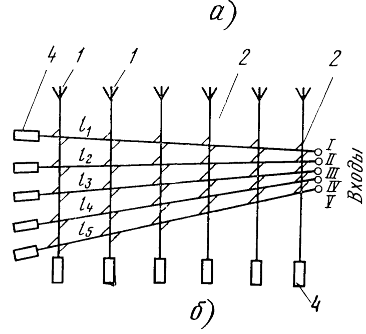


Рис. 9.12. Диаграммообразующие схемы многолучевых антенных решеток:

а — параллельная схема (матрица Батлера); *б* — последовательная схема (матрица Бласса); *1* — излучающие элементы; *2* — направленные ответвители; *3* — фазовые задержки; *4* — поглощающие нагрузки; *5* — трехдецибельный мост

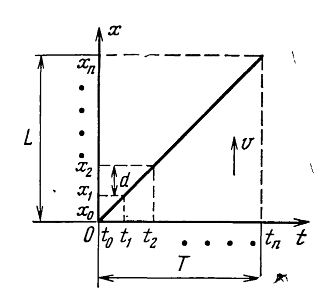
При формировании амплитудных распределений, спадающих к краям решетки, с целью уменьшения уровня боковых лепестков приходится усложнять матрицу Батлера, снижая при этом ее КПД.

На рис. 9.12,*б* приведена последовательная ДОС, называемая матрицей Бласса, образованная двумя взаимно пересекающимися системами фидерных линий, связанных в местах пересечений направленными ответвителями. Вследствие различия электрических расстояний между двумя соседними элементами решетки при возбуждении разных входов решетки ($l_1 < l_2 < l_3$...) различными будут и наклоны фазовых распределений на решетке и, следовательно, наклоны соответствующих им лучей. При одновременном возбуждении всех входов матрицы будет сформирован веер лучей. Число лучей равно числу входов матрицы.

Последовательная ДОС позволяет легко реализовать требуемые амплитудные распределения по раскрыву решетки, в отличие от параллельной ДОС, и реализуется при любом числе элементов. Недостатком последовательной ДОС являются необходимость применения большого числа направленных ответвителей и снижение КПД из-за потерь в поглощающих нагрузках.

Антенные решетки с синтезированной апертурой. Сформировать узкую диаграмму решетки за определенное время можно с помощью перемещения какой-либо относительно малой и слабонаправленной антенны в пространстве,

Рис. 9.13. Синтезированная антенная решетка (связь координат излучающих элементов синтезированной решетки и времени)



как бы синтезируя антенную решетку во времени. Взяв какую-либо антенну, являющуюся элементом синтезированной решетки, будем ее перемещать в пространстве вдоль оси ox (рис. 9.13) в определенные моменты t_n, излучая (принимая) электромагнитный сигнал с заданной амплитудой и фазой. В результате за некоторое время T образуется антенная решетка длиной L с координатами элементов в точках x_n, где излучался (принимался) электромагнитный сигнал.

Запоминая принятые в каждый момент t_n сигналы, а затем обрабатывая их (например, складывая для получения суммарной диаграммы направленности), получаем сигнал на выходе, соответствующий сигналу реальной антенной решетки с раскрывом L и координатами x_n ее элементов.

Моноимпульсные антенные решетки. С целью получения полной информации об угловых координатах объекта, от которого принимается электромагнитный сигнал, при приеме лишь одного импульса применяются моноимпульсные антенные решетки. Они кроме обычной суммарной диаграммы, образующейся при синфазном сложении сигналов от всех элементов решетки в направлении основного главного максимума, формируют и разностные диаграммы, образующиеся при противофазном сложении сигналов от двух половин решетки и имеющие двухлепестковую диаграмму с острым «нулем» в направлении основного, главного максимума суммарной диаграммы.

Антенные решетки с нелинейной обработкой сигнала. В антенных решетках для улучшения их характеристик кроме линейной обработки принятых решеткой сигналов, заключающейся в сложении сигналов от всех элементов с определенными весовыми коэффициентами, зависящими от вида обработки (например, формирования суммарной и разностных диаграмм в моноимпульсных решетках), применяют нелинейную обработку сигналов, заключающуюся в том, что сигнал на выходе решетки является произведением (или произведением с последующим усреднением по времени) сигналов от отдельных элементов решетки. Например, перемножая сигналы от элементов решетки и усредняя это произведение во времени, можно сузить диаграмму направленности решетки по сравнению с той же решеткой с линейной обработкой сигнала, так как перемножение сигналов от элементов решетки эквивалентно перемножению их диаграмм направленности. Примером решетки с нелинейной обработкой сигналов может служить крест Миллса, предназначенный для достижения узкой диаграммы направленности в пространстве при малом числе элементов в решетке и представляющий собой две перпендикулярные линейные решетки (рис. 9.14).

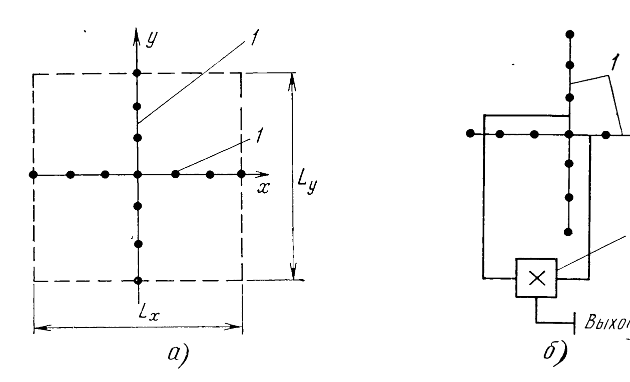


Рис. 9.14. Крест Миллса

Сигналы от обеих линейных решеток креста Миллса перемножаются между собой в результате чего перемножаются и их диаграммы направленности, и результирующая диаграмма на выходе перемножителя будет иметь ту же форму, что и диаграмма плоской решетки с прямоугольным раскрывом $L_x \times L_y$ (рис. 9.14). Крест Миллса при одинаковых линейных решетках позволяет получить выигрыш в числе элементов, равный $N/2$ раз (N — число элементов линейной решетки), по сравнению с обычной двумерной решеткой, имеющей ту же форму диаграммы.

Возможно также применение решетки с выходом, запирающимся при приеме сигнала ниже определенного уровня, в результате чего на выходе такого устройства будет как бы безлепестковая диаграмма.

Следует отметить, что сужение диаграммы решетки при нелинейной обработке не приводит к увеличению коэффициента усиления решетки, поскольку ее эффективная апертура (т. е. площадь, участвующая в перехвате или излучении энергии) остается все равно малой.

Активные антенные решетки. Активной антенной решеткой называют решетку, в которой в тракте каждого элемента или группы элементов включен активный элемент. Активными элементами могут являться усилители, генераторы, преобразователи (см. гл. 5). Активные элементы располагаются в непосредственной близости от излучателей, что позволяет исключить использование высокочастотного тракта, а в ряде случаев — и фазовращателей при работе с высоким уровнем мощности и, следовательно, уменьшить потери в них и увеличить КПД решетки, а также облегчить требования к ним по уровню проходящей мощности. Из-за наличия активных элементов в трактах решетки активная решетка является невзаимным устройством, имеющим различные характеристики в режимах приема и передачи электромагнитных колебаний.

Активные решетки могут быть как приемными и передающими, так и приемно-передающими. В случае приемно-передающих активных решеток, работающих на одной частоте в режимах приема и передачи, каждый элемент (или группы элементов) имеет два канала для приема и передачи, разделяющиеся переключателем каналов или циркулятором (рис. 9.15).

Перспективным направлением в развитии активных решеток является применение волоконно-оптических систем для разводки сигналов от излучающих

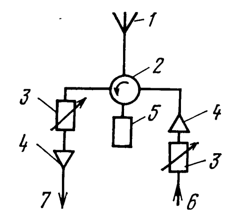


Рис. 9.15. Схема модуля активной приемно-передающей антенной решетки:

1 — излучающий элемент; *2* — циркулятор; *3* — фазовращатель; *4* — усилитель; *5* — поглощающая нагрузка; *6* — от передатчика; *7* — к приемнику

элементов на обработку и управления активными модулями. Оптическое управление в активных решетках имеет следующие достоинства: большую помехоустойчивость, хорошее сопряжение с полупроводниковыми активными элементами, малые массы и габаритные размеры.

Адаптивные антенные решетки. Адаптивной антенной решеткой называется приемная или приемно-передающая решетка, характеристики которой управляются принимаемым радиосигналом.

Задачи у адаптивных решеток могут быть самые различные: формирование нулей диаграммы в заданных направлениях, максимизация принимаемого сигнала при неплоском фазовом фронте падающей волны, переизлучение принятого сигнала в заданном направлении, увеличение отношения сигнал-шум и т. д.

Задача адаптации решается регулировкой коэффициента передачи (его амплитуды и фазы) в каналах каждого элемента решетки, и в этом случае адаптивная решетка должна быть активной.

К адаптивной решетке всегда придаются измерительное и вычислительное устройства, определяющие управление исходя из критерия качества. Наиболее распространены критерии качества, такие как максимизация отношения сигнал-шум, минимизация дисперсии шума и т. п.

Процесс формирования нуля диаграммы направленности в заданном направлении с целью подавления помехи заключается в формировании частью излучателей решетки компенсационного лепестка в направлении, где формируется нуль, равного по амплитуде боковому лепестку и имеющего противоположную фазу (сдвиг по фазе на 180°). При этом боковой и компенсационный лепестки, складываясь, дают нуль в направлении на помеху. Если фаза и амплитуда бокового лепестка неизвестны, то фаза и амплитуда компенсационного колебания подбираются многократным изменением фаз и амплитуд тех элементов, которые его создают, до тех пор, пока сигнал помехи, приходящий по направлению подавления бокового лепестка. не станет меньше некоторого допустимого уровня. При этом стараются так выбирать элементы, их фазы и амплитуды, чтобы были минимальны снижение коэффициента усиления антенны и точности установки направления главного максимума.

Адаптивные решетки обладают значительными преимуществами перед обычными решетками, так как, имея возможность управлять своей диаграммой, фактически выполняют роль самонастраивающегося пространственного фильтра, подавляющего помехи и максимизирующего полезный сигнал. При реализации адаптивных решеток необходимы адаптивные процессоры с большим быстродействием и объемом памяти.

Глава 10.

АНТЕННЫ НА ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТАХ

10.1. Антенны летательных аппаратов

На летательных аппаратах применяются различные типы линейных и апертурных антенн, антенны вращающейся поляризации и антенны поверхностных волн.

Антенны летательных аппаратов, полет которых происходит в плотных слоях атмосферы, должны иметь малое аэродинамическое сопротивление, небольшие размеры и массу, высокую механическую прочность, способность надежно работать в условиях длительных вибраций и пр. В каждом отдельном случае выполнение поставленных требований удовлетворяется выбором типа антенны, ее правильным размещением на объекте, выбором прочных материалов. Антенны на космических летательных аппаратах должны надежно работать в условиях повышенного уровня радиации, наличия микрометеоров, длительного воздействия ультрафиолетового солнечного излучения. Передающие антенны должны обладать достаточной электрической прочностью для того, чтобы независимо от высоты полета не возникали высокочастотные электрические разряды, приводящие к потерям мощности и искажающие форму сигнала.

На скоростных самолетах и ракетах в настоящее время стремятся создавать невыступающие антенны. В качестве таких антенн используют шлейфы, возбуждающие киль или крылья самолета. Для этого антенна укрепляется на прочной диэлектрической вставке, заделанной в оперение и являющейся его частью (рис. 10.1).

На самолетах для пеленгации применяют рамочные антенны с магнитным сердечником. Рамочная антенна из аэродинамических соображений помещается заподлицо с обшивкой самолета в углублении (ванне цилиндрической формы). Раскрыв ванны закрывают диэлектрической пластиной. В этом случае из-за токов, возникающих на обшивке самолета, минимум диаграммы направленности может сместиться. Это явление называется *радиодевиацией,* и если его невозможно полностью исключить, то производят измерение величины девиации (в зависимости от направления пеленга) и вводят корректировку в шкалы.

В качестве невыступающих антенн особенно удобно применять щелевые антенны. Для их установки не обязательно прорезать обшивку самолета или ракеты. Вместо этого можно сделать накладной резонатор, выполнив его из металлической пластины, укрепленной на диэлектрике. Простейшей ненаправленной щелевой антенной метровых волн может служить уголковая щелевая антенна с накладным резонатором, установленная внизу фюзеляжа. Длина щели, как и в «уголке Пистолькорса», примерно равна длине волны.

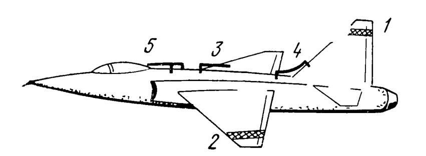


Рис. 10.1. Возбуждение корпуса самолета различными возбудителями:

1 — изолированная законцовка киля; *2* — изолированная законцовка крыла; *3* — емкостной шлейф; *4* — индуктивный шлейф; *5* — комбинированный шлейф

Для того чтобы получить всенаправленную антенну, излучающую не только в горизонтальной плоскости и в сторону земли, но и во всех направлениях, следует над нижней антенной установить точно такую же антенну на верхней части фюзеляжа. При соответствующем питании поля антенн будут складываться в горизонтальной плоскости, нижняя антенна будет излучать в нижнюю полусферу, а верхняя — в верхнюю. Остронаправленные щелевые антенные системы, используемые для специальных целей на самолетах и ракетах, обычно представляют собой фазированные невыступающие антенные решетки сантиметрового диапазона волн.

Зеркальные антенны сантиметрового диапазона могут быть размещены в носовых частях самолета или ракеты под диэлектрическим обтекателем, имеющим соответствующую аэродинамическую форму.

Бортовые антенны ИСЗ служат для приема и передачи по радиолиниям Земли — ИСЗ и обратно сигналов телевидения, связи, управления и т. д. Антенны телевизионного вещания должны удовлетворять следующим требованиям:

диаграмма направленности антенны должна иметь такую ширину, чтобы обеспечивать в течение телепередачи прием сигналов телецентра и их ретрансляцию на обслуживаемую зону;

коэффициент направленного действия антенны должен при заданной мощности бортового передатчика обеспечивать необходимый для нормального приема уровень напряженности электрического поля;

размеры спутниковых антенн в процессе их вывода на орбиту должны позволять их размещение в обтекателе ракеты носителя;

антенны должны иметь малую массу и сохранять работоспособность в условиях глубокого вакуума, выдерживать, не изменяя геометрической формы, солнечное излучение и т. п.

Для изготовления антенны на ИСЗ используются алюминий, титан, инвар и композиты. Так, например, графитоэпоксидные композиты обладают хорошими механическими свойствами, близким к нулю коэффициентом линейного расширения, малым удельным весом и большой жесткостью. Возможно, они станут основным материалом для изготовления бортовых конструкций зеркальных и линзовых антенн, антенных решеток и т. п.

10.2. Судовые и поездные антенны

Радиосвязь на море обеспечивается на средних, коротких и метровых волнах. В настоящее время на транспортных судах в качестве главных антенн, работающих на средних волнах, применяются однопроводные и многопроводные Т- и Г-образные антенны, горизонтальные полотна которых, как правило, подвешиваются на судовых мачтах. Кроме того, все чаще применяются антенны-мачты разных схем и конфигураций. Дело в том, что проволочные антенны просты и имеют малую стоимость, но усложняют работу грузовых стрел и портальных кранов. Деформация судовых мачт в штормовых условиях, неисправность такелажа и т. п. могут привести к повреждению антенны. Изоляторы антенны подвержены загрязнению продуктами дымогарных газов, покрытию солями, гололедом и пр. В результате из-за утечки энергии через изоляторы излучаемая мощность падает.

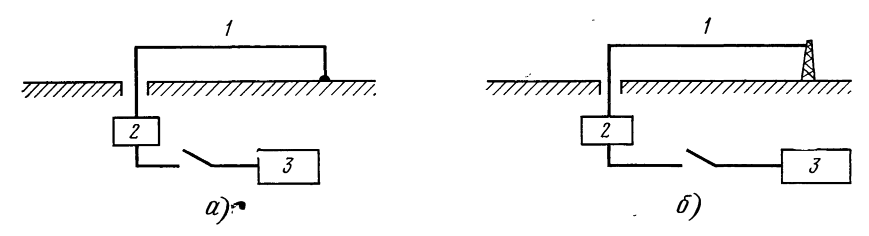


Рис. 10.2. Локомотивные антенны:

а — заземленный шлейф (индуктивный); *б* — незаземленный шлейф (емкостной) или Г-образная антенна;
1 — шлейф; *2* — согласующее устройство; *3* — локомотивная радиостанция

Свободны от этих недостатков антенны-мачты, особенно в тех случаях, когда все металлические излучающие части антенны и линии передачи, подводящие к ним энергию, заключены в ствол (оболочку) из диэлектрического материала. Таким материалом, обладающим большой механической прочностью, высокой коррозионной стойкостью, незначительным водопоглощением и поверхностью с хорошими гидрофобными свойствами (не смачиваемой водой), является стеклопластик.

В качестве аварийных антенн иногда применяют пневматические вертикальные антенны, токонесущая часть которых представляет собой несколько соединенных между собой проводов, расположенных по образующим длинного надувного цилиндра. Нижняя часть цилиндра свободна от проводов и выполняет функции опорного изолятора. Наполнение баллона осуществляется за несколько минут воздуходувкой.

Для радиопеленгации на судах используются экранированные рамочные антенны. Кроме штыревых антенн на коротких волнах применяют вибраторы типа «диполя Надененко», штыревые антенны с пониженным волновым сопротивлением, дискоконусные антенны и пр.

Особенности антенн поездной радиосвязи определяются возможностями их установки на подвижном составе. Ограниченность пространства над локомотивом (мосты, эстакады и пр.) не позволяет применять высокие антенны. Поэтому их КПД в диапазоне средних волн очень мал. Следует отметить, что на характеристики антенн влияют не только их собственные размеры и расположение, но и размеры и форма локомотива или вагона, на которых они установлены.

На локомотивах применяются главным образом «шлейфы», заземленные на корпус локомотива. Они представляют собой горизонтальный провод длиной примерно 8 ... 10 м, подвешенный параллельно крыше локомотива на высоте 0,6 ... 1 м. Один из концов провода подключен через согласующее устройство к радиостанции, а другой соединен с корпусом локомотива (рис. 10.2,*а*).

Некоторое число локомотивов оборудовано Г-образными незаземленными антеннами (рис. 10.2,*б*).

Для связи на близких расстояниях применяются метровые волны. В качестве антенн применяются вертикальные штыревые антенны, вертикальные петлевые несимметричные вибраторы и иногда, когда требуется направленность, антенны типа «волновой канал».

Антенны на автомобилях обычно выполняются в виде коротких штырей или активных антенн (см. гл. 5).

10.3. Антенны вращающейся поляризации

В гл. 1 было показано, что электромагнитная волна с вращающейся поляризацией представляет собой совокупность двух линейно поляризованных волн, отличающихся друг от друга плоскостями поляризации и фазами колебаний, но распространяющихся в одном направлении.

Поэтому любая система из двух линейно поляризованных антенн, ориентированных соответствующим образом и питаемых токами различной фазы, может служить источником волн вращающейся поляризации.

Одной из таких антенн является турникетная антенна, состоящая из двух взаимно перпендикулярных вибраторов, питаемых токами одинаковой амплитуды со сдвигом фаз 90°. Примером турникетной антенны могут служить передающие телевизионные антенны Линденблада, Брауде и т. д. (см. гл. 6). Турникетные антенны являются всенаправленными, у них отсутствуют направления, в которых нет излучения, и, следовательно, в соответствии с ограничением, указанным в гл. 3, в совокупности излучаемых ими волн будут волны любой поляризации — от кругового правого и левого вращения, эллиптического правого и левого вращения до линейной поляризации.

Для того чтобы получить направленную антенну круговой поляризации, можно либо создать антенную решетку, в которой каждый излучающий элемент будет выполнен в виде турникетной антенны, либо использовать турникетную антенну в качестве возбудителя двух взаимно перпендикулярных антенн линейной поляризации, излучающих вдоль своей оси. Такими антеннами могут служить логопериодические антенны, антенны типа «волновой канал» (рис. 10.3) и т. п.

Круговую поляризацию можно получить в крестообразной щелевой антенне, состоящей из двух взаимно перпендикулярных щелей, возбуждаемых одинаковым по значению напряжением, но со сдвигом фаз 90°. Распространение получила направленная волноводно-щелевая антенна, в которой крестообразные щели прорезаны в широкой стенке волновода (рис. 10.4) на таком расстоянии от узкой стенки, где продольные и поперечные составляющие токов равны. Так как эти составляющие, как известно, сдвинуты по фазе на 90°, то щели, возбуждаемые ими, создают в пространстве волну круговой поляриза-

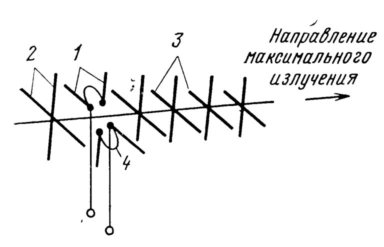


Рис. 10.3. Директорная антенна типа «волновой канал» с вращающейся поляризацией:

1 — вибраторы; *2* — рефлектор; *3* — директоры; *4* — фазирующая фидерная система

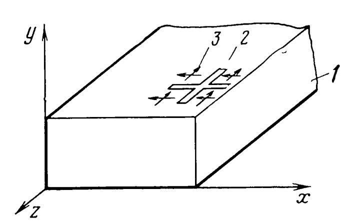


Рис. 10.4. Крестообразная щель на широкой стенке волновода, излучающая вращающуюся поляризацию:

1 — волновод; *2* — крестообразная щель; *3* — составляющие токов на широкой стенке волновода

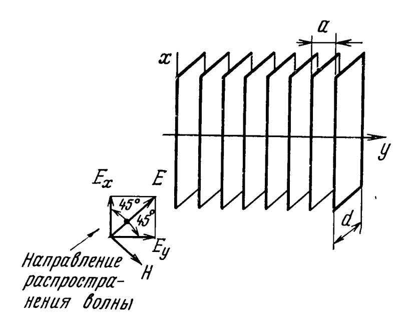


Рис. 10.5. Проходной пластинчатый поляризатор

Рис. 10.6. Проходной поляризатор в рупорном облучателе:
1 — рупорная антенна; *2* — проходной поляризатор

ции (в направлении, перпендикулярном плоскости крестообразной щелевой антенны).

Другим типом антенн, излучающих волны с вращающейся поляризацией, являются антенны, содержащие поляризаторы, преобразующие линейную поляризацию в круговую или эллиптическую. Поляризаторы подразделяются на проходные и отражающие.

Простейшим *проходным* поляризатором может быть система плоских параллельных металлических пластин, имеющих ширину d и расположенных одна от другой на расстоянии a, большем половины длины волны в свободном пространстве (рис. 10.5).

В том случае, если вектор электрического поля волны, падающей на проходной поляризатор, перпендикулярен пластинам, то скорость распространения этой волны в системе пластин равна скорости света c, а запаздывание фазы (в градусах) при прохождении через эту систему будет

$$\Delta\Psi^0_{\perp} = (360\,df)/c = (360\,d)/\lambda_0,$$

где f — частота колебаний; λ_0 — длина волны в свободном пространстве.

Когда вектор напряженности электрического поля волны, падающей на проходной поляризатор, параллелен пластинам, фазовая скорость превышает скорость света и запаздывание по фазе на выходе поляризатора будет

$$\Delta\Psi^0_{\parallel} = (360df)/v_{\text{ф}} = (360\,d)/\lambda_{\text{п}},$$

где $v_{\text{ф}}$ — фазовая скорость распространения волны в поляризаторе; $\lambda_{\text{п}}$ — длина волны в поляризаторе:

$$\lambda_{\text{п}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}}.$$

Таким образом, если на проходной поляризатор падает волна, вектор напряженности поля которой наклонен к пластинам под углом 45°, составляющая этого вектора, перпендикулярная пластинам, будет запаздывать по фазе

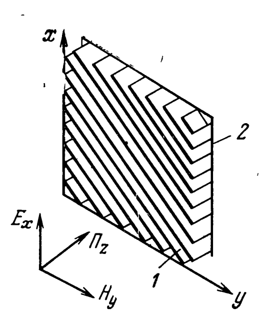


Рис. 10.7. Отражательный пластинчатый поляризатор:

1 — система пластин, преобразующая поляризацию; 2 — металлический экран, отражающий падающую волну

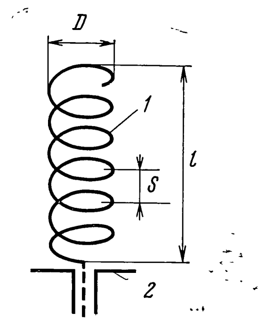


Рис. 10.8. Цилиндрическая спиральная антенна:

1 — спираль; 2 — экран

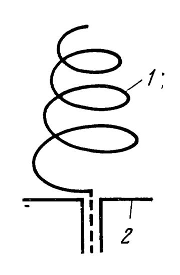


Рис. 10.9. Коническая спиральная антенна:

1 — спираль; 2 — экран

относительно составляющей, параллельной пластинам, на величину (в градусах)

$$\Delta\Psi = \Delta\Psi_{\perp} - \Delta\Psi_{\parallel} = 360d\left(\frac{1}{\lambda_0} - \frac{1}{\lambda_п}\right)^{\circ}.$$

Выбирая из конструктивных соображений ширину пластин и расстояние между ними так, чтобы сдвиг фаз, т. е. запаздывание по фазе, между параллельной и перпендикулярной составляющими вектора напряженности поля было равно 90°, обеспечиваем преобразование волны линейной поляризации в волну круговой поляризации. В рассматриваемом случае на выходе поляризатора будет круговая поляризация правого вращения. Круговая поляризация левого вращения будет получена при повороте поляризатора на ±90°.

Проходные поляризаторы используются в рупорных облучателях зеркальных и линзовых антенн (рис. 10.6).

В *отражающем* поляризаторе система параллельных металлических пластин устанавливается на металлическом экране (рис. 10.7). В этом случае систему пластин волна проходит дважды (при падении на экран и после отражения от него). Если вектор напряженности поля наклонен к пластине под углом ±45°, то при соответствующем выборе ширины пластин и расстояния между ними можно обеспечить (так же как это делается в проходном поляризаторе) запаздывание составляющей, поляризованной перпендикулярно пластинам, на 90° относительно составляющей, параллельной пластинам. Поскольку в отражающем поляризаторе волна проходит дважды через систему пластин, то при том же расстоянии между пластинами их ширина в нем будет вдвое меньше ширины пластин в проходном поляризаторе.

Отражающие поляризаторы используются в однозеркальных и двухзеркальных антеннах. В первом случае отражающим экраном служит параболическая поверхность зеркала, а во втором — гиперболическая поверхность малого зеркала.

В качестве антенн вращающейся поляризации широкое применение в диапазонах сантиметровых, дециметровых и метровых волн нашли спиральные антенны, излучающие поле примерно круговой поляризации в направлении своей оси.

Спиральные антенны разделяют на цилиндрические, конические и плоские.

Цилиндрическая спиральная антенна состоит из нескольких витков проволочной спирали. Токи в спирали возбуждаются с помощью коаксиальной линии, для чего один из концов спирали присоединяют к центральному проводнику линии. Внешний проводник коаксиальной линии (оплетка, если это коаксиальный высокочастотный кабель) присоединяют к металлическому экрану, препятствующему возбуждению электрических токов на внешней поверхности коаксиальной линии питания и в значительной степени подавляющему задний лепесток антенны, а также служащему противовесом по отношению к спирали (рис. 10.8).

При подключении линии к высокочастотному генератору в спирали возбуждается бегущая волна электрического тока. Поэтому спиральную антенну можно отнести к классу антенн бегущих волн.

Выбором соответствующих диаметра витков $D \simeq \lambda_0/3$ и шага намотки $S \approx \approx \lambda_0/4$ можно обеспечить излучение энергии вдоль оси спирали (перпендикулярно экрану) в направлении движения бегущей волны тока, причем в этом направлении поляризация электромагнитной волны в дальней зоне антенны близка к круговой.

Коэффициент направленного действия спиральной антенны приближенно можно определить по формуле

$$D \approx 15\,(L/\lambda_0)^2\, nS/\lambda_0,$$

где L — длина витка спирали; n — число витков спирали; λ_0 — длина волны в свободном пространстве.

Входное сопротивление спирали определяется по формуле, Ом:

$$R_{вх} \approx 140\,(L/\lambda_0).$$

Спиральная антенна сохраняет свои направленные свойства в диапазоне длин волн $0{,}7\lambda_{опт} \dots 1{,}2\lambda_{опт}$, где $\lambda_{опт}$ — длина волны, для которой размеры антенны являются оптимальными.

Применение вместо цилиндрических спиралей *конических* (рис. 10.9) может обеспечить широкополосность примерно в двукратном диапазоне волн. При одинаковом с цилиндрической спиралью числе витков коническая спиральная антенна формирует более широкую диаграмму направленности, чем цилиндрическая. Это объясняется тем, что при возбуждении токов вдоль провода спирали эффективно излучает только часть витков конической спирали, длина которых близка к длине волны. С уменьшением длины волны активная область спирали перемещается в сторону витков с меньшим диаметром.

В *плоских* спиральных антеннах также возбуждается бегущая волна тока. В отличие от цилиндрических и конических спиралей, они при отсутствии экрана излучают волны круговой поляризации в двух направлениях, а именно в направлениях, перпендикулярных плоскостям спирали. Для получения однонаправленного излучения плоскую спираль размещают на одной стороне диэлектрической пластины, другая сторона которой металлизирована.

10.4. Антенны поверхностных волн

Замедленные волны, распространяющиеся вдоль той или иной замедляющей поверхности, получили название *поверхностных волн.*

Используя поверхностные волны, можно получить направленное излучение и, следовательно, направленный прием. Антенна поверхностных волн состоит из возбудителя и направляющей структуры (направителя). Задача возбудителя заключается в сосредоточении большей части излучаемой энергии, полученной от генератора, в сторону направителя и создании вдоль него (и совместно с ним) поверхностной волны. Обычно излучение возбудителя имеет небольшую направленность, а направленность антенны обеспечивается излучением направителя. Суммарное излучение является результатом интерференции собственного излучения возбудителя и излучения направителя.

Антенны поверхностных волн в своем подавляющем большинстве являются антеннами бегущей волны. Антенны бегущих волн имеют сравнительно малые поперечные размеры при достаточно высокой направленности. Поэтому их размещают часто там, где нельзя размещать антенны с большим поперечным сечением, а именно на подвижных объектах различных типов.

Направители бывают диэлектрическими и металлическими. По форме направители антенн поверхностных волн могут быть плоскими, дисковыми и стержневыми. В качестве возбудителей чаще всего используют односторонне направленные излучатели: рупор, открытый конец волновода, вибратор с рефлектором и т. д.

На рис. 10.10 представлено несколько видов плоских антенн поверхностных волн. К плоским антеннам поверхностных волн относятся также и антенны с замедляющей поверхностью в виде дисков, имеющих в качестве возбудителей ненаправленные излучатели (вертикальный вибратор, круговую щель и т. д.). В плоскости диска диаграмма направленности круговая, а в плоскости, перпендикулярной диску, зависит от диаграммы направленности возбудителя, диаметра диска и замедления поверхностной волны.

Из стержневых антенн поверхностных волн наибольшее распространение получили диэлектрические антенны.

Диэлектрическая стержневая антенна представляет собой диэлектрический стержень, как правило, имеющий форму цилиндра или конуса (чаще усеченного), возбуждаемого фидерной линией (обычно круглым волноводом).

Однако диэлектрические антенны могут иметь стержни не только круглого сечения, но и квадратного, прямоугольного, эллиптического и кольцевого.

Часто применяются такие диэлектрики, как полиэтилен, фторопласт, полистирол, имеющие относительную диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_r \approx 2 \dots 2{,}5$ и малые диэлектрические потери.

Рис. 10.10. Плоские антенны поверхностных волн:

1 — рупорный возбудитель; *2* — диэлектрический направитель; *3* — металлический ребристый направитель; *4* — штыревой возбудитель; *5* — диэлектрический диск

Диэлектрические стержневые антенны применяются для формирования сравнительно узких диаграмм направленности (шириной до 15...20°) с максимумом излучения в направлении продольной оси стержня (рис. 10.11). Положительным свойством диэлектрических стержневых антенн, как и других антенн бегущей волны и поверхностных волн, рассмотренных выше, является возможность получения размеров ее эффективной поверхности, большей, чем площадь ее поперечного сечения, перпендикулярного направлению максимального излучения антенны. Это обусловлено продольной протяженностью диэлектрического стержня.

Такое свойство приводит к широкому применению диэлектрических стержневых антенн в качестве излучателей антенных решеток.

Диэлектрические антенны применяются в сантиметровом и примыкающей к нему коротковолновой части дециметрового диапазонов длин волн и являются сравнительно широкополосными (относительная полоса 40...50%) антеннами.

С увеличением длины стержня его диаграмма направленности сначала сужается, а уровень боковых лепестков и КНД растут, достигая своего максимума при некотором оптимальном значении длины $l_{\text{опт}}$, после чего с дальнейшим увеличением длины диаграмма направленности сужается, а уровень боковых лепестков быстро возрастает и КНД падает. Затем при дальнейшем удлинении стержня диаграмма антенны становится двухлепестковой (рис. 10.12).

Оптимальная длина стержня определяется по формуле

$$l_{\text{опт}}/\lambda_0 = 0{,}5v_{\text{ф}}/(c - v_{\text{ф}}),$$

где c — скорость света ($c=3\cdot10^8$ м/с); $v_{\text{ф}}$ — фазовая скорость распространения волны в стержне ($v_{\text{ф}}<c$).

При выполнении этого условия КНД максимален и равен $(7...8)l_{\text{опт}}/\lambda_0$. У цилиндрических диэлектрических стержней $l_{\text{опт}}$ уменьшается с ростом их диаметров, а уровень боковых лепестков растет.

Для улучшения согласования диэлектрической стержневой антенны со сво-

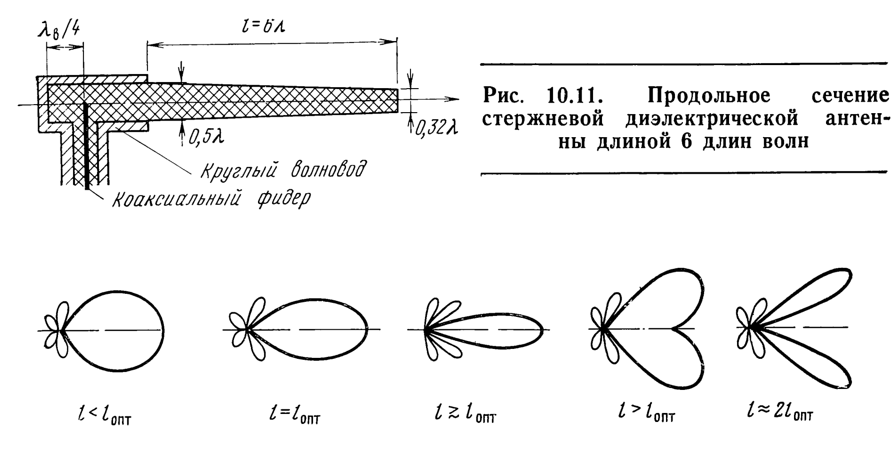


Рис. 10.11. Продольное сечение стержневой диэлектрической антенны длиной 6 длин волн

Рис. 10.12. Диаграммы направленности диэлектрической стержневой антенны в зависимости от ее длины по сравнению с оптимальной

бодным пространством ее выполняют в виде стержня конической формы, причем с увеличением конусности (при той же длине стержня) уровень боковых лепестков и КНД падают, а ширина диаграммы направленности растет.



Рис. 10.13. Ребристо-стержневая антенна поверхностных волн

Для улучшения согласования антенны со свободным пространством иногда применяют многослойные стержни с уменьшением диэлектрической проницаемости при приближении к его поверхности или стержни в виде полых диэлектрических труб. В этих случаях уровень боковых лепестков падает до 10% и ниже.

Другим распространенным типом стержневой антенны поверхностных волн является ребристо-стержневая антенна, состоящая из возбудителя и металлического стержня, на котором укреплен ряд параллельных металлических дисков (рис. 10.13). В качестве возбудителя может быть использован симметричный вибратор с рефлектором, рупор или открытый конец волновода. Стержень с дисками представляет собой замедляющую структуру, вдоль которой распространяется поверхностная волна. Основными преимуществами ребристо-стержневой антенны являются простота конструкции, прочность, высокий КПД и относительно малая масса.

Глава 11.

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН

11.1. Измерение фидерных линий

Фидерные линии коротковолновых антенн обычно выполняются в виде воздушной симметричной двухпроводной или четырехпроводной линии. В том и другом случае провода крепятся на изоляторах, установленных на металлических, бетонных или деревянных опорах. Для определения дефектных изоляторов и ошибок монтажа (коротких замыканий, касаний проводов фидера опор и т. п.) целесообразно после окончания монтажных работ и в процессе эксплуатации производить измерение сопротивления изоляции. Следует учитывать, что сопротивления изоляторов в сухую и сырую погоду различны, особенно в тех случаях, когда изоляторы загрязнены. Изоляцию антенного полотна или фидера считают нормальной, если сопротивление изоляции, пересчитанное на один изолятор, составляет не менее 500 МОм.

Измерение распределения напряжения вдоль фидера производится высокочастотным вольтметром или другим индикатором напряжения при включенном генераторе. Коэффициент полезного действия фидера находят по значе-

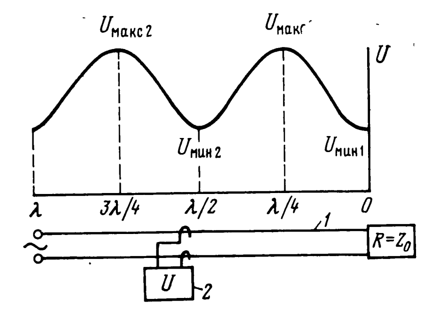


Рис. 11.1. Измерение коэффициента полезного действия и коэффициента бегущей волны в фидерной линии:

1 — фидерная линия; 2 — измеритель распределения напряжения в линии

ниям напряжения в минимумах и максимумах напряжения в начале и конце фидера, используя формулу

$$\eta_ф = U_{мин_1} U_{макс_1}/U_{мин_2} U_{макс_2},$$

где $U_{мин_1}$ и $U_{макс_1}$ — напряжения в конце фидера (вблизи нагрузки), а $U_{мин_2}$ и $U_{макс_2}$ — напряжения в начале фидера вблизи генератора (рис. 11.1).

Для того чтобы не было погрешностей при определении КПД, следует проводить измерения на однородных участках фидера, где нет источников отраженных волн.

Коэффициент бегущей волны в фидере определяется как отношение напряжения в минимуме к напряжению в максимуме (пучности). Оно различно в начале и конце фидера, что объясняется затуханием волны при распространении вдоль него.

11.2. Измерение диаграммы направленности антенны

При измерении диаграммы направленности можно либо вращать антенну, принимая сигнал от нее на неподвижную вспомогательную антенну, либо при неподвижной антенне обходить ее со вспомогательной антенной. На длинных, средних и коротких волнах применяют два последних способа измерения диаграммы. Обычно при измерении диаграммы в горизонтальной плоскости вспомогательную антенну с приемником и регистрирующим устройством устанавливают на автомашине и объезжают по кругу с центром в месте расположения антенны. Для измерения диаграммы в вертикальной плоскости вспомогательную антенну устанавливают на самолете, вертолете или воздушном шаре-зонде.

На коротких волнах интерес представляет не только диаграмма направленности, но и коэффициент усиления антенны. Его обычно определяют, сравнивая поле, создаваемое антенной, работающей в режиме передачи (приема), с полем, возбуждаемым (принимаемым) антенной, имеющей известный коэффициент усиления, например симметричным полуволновым вибратором, подвешенным на той же высоте, что и исследуемая антенна. Иногда, наоборот, на обе эти антенны принимают поля дальних радиостанций и по их отношению определяют коэффициент усиления.

На метровых и более коротких волнах испытуемая антенна имеет не очень большие размеры и, если она не снабжена поворотным устройством, ее можно поворачивать вручную. Обычно вспомогательная антенна независимо

от того, работает ли она в режиме приема или передачи, установлена неподвижно и направлена максимумом своей диаграммы на испытуемую антенну. При вращении испытываемой антенны регистрируются показания приемника в зависимости от угла ее поворота. Измерения по возможности производят в условиях отсутствия отражений от внешних предметов. Поэтому, если есть возможность, создают специальные полигоны для измерения остронаправленных антенн, а для малых антенн — помещения, обшитые материалом, дающим малые отражения на применяемых волнах, так называемые безэховые камеры.

При измерениях диаграммы направленности следует учитывать поляризацию поля. Когда снимается диаграмма по основной поляризации антенны, влияние побочной поляризации мало сказывается на результатах измерений. Но при измерениях диаграммы побочной (паразитной) поляризации необходимо особое внимание обращать на отсутствие предметов, от которых могли бы отражаться с поворотом поляризации волны основной поляризации, имеющие значительно большую амплитуду, чем волны побочной поляризации.

Расстояние между испытуемой и вспомогательной антеннами должно быть достаточно большим, чтобы не было искажений при измерении диаграммы, связанных с отклонением фронта волны от плоского на раскрывах обеих антенн. Обычно расстояние это должно удовлетворять неравенству

$$r > \frac{2(D_1 + D_2)^2}{\lambda},$$

где D_1 и D_2 — поперечные размеры испытываемой и измерительной антенн.

В особых случаях, когда требуется высокая точность результатов, целесообразно увеличить расстояние между антеннами. В тех же случаях, когда высокой точности не требуется, расстояние между антеннами может быть уменьшено вдвое.

При измерении характеристик направленности больших антенн дециметровых и сантиметровых волн возникают трудности, ограничивающие возможность получения достаточной информации о деталях диаграммы направленности.

Поэтому для измерения характеристик направленности больших антенн дециметровых и сантиметровых волн широко используют радиоастрономические методы измерений, под которыми понимают методы, использующие внеземные источники радиоизлучения (излучение Солнца, Луны, Кассиопеи-А, Лебедя-А и др.). Существенное преимущество этих методов — возможность проводить измерения по излучению источников, видимых под большим углом к горизонту, и тем самым избежать отражений от поверхности земли и местных предметов. Более того, внеземные источники радиоизлучения расположены в дальней зоне любой, сколь угодно большой антенны и их можно наблюдать под разными углами.

Недостатком радиоастрономических методов следует считать наличие фонового излучения, конечные угловые размеры источников излучения и малую плотность потока мощности. Последнее приводит к необходимости использования высокочувствительных приемников.

11.3. Измерение фазовой диаграммы антенны

Под фазовой диаграммой антенны понимают угловую зависимость фазы поля в пространстве (в данный момент) при фиксированном расстоянии

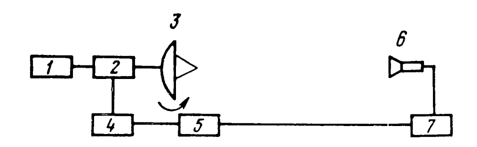


Рис. 11.2. Схема измерительной установки для измерения фазовой диаграммы антенны в дальней зоне излучения:

1 — генератор высокочастотных колебаний; *2* — направленный ответвитель; *3* — испытуемая антенна; *4* — аттенюатор; *5* — фазометр; *6* — вспомогательная антенна; *7* — высокочастотный усилитель

от начала полярных или сферических координат. Если можно найти такое положение начала координат, при котором фаза поля в дальней зоне не изменяется на сфере, центр которой расположен в начале координат, то антенна имеет фазовый центр и он расположен в центре этой сферы. Фазовый центр существует, например, у симметричных вибраторов, малых рамочных антенн, симметричных щелевых антенн и т. п. Антенны со сложным амплитудно-фазовым распределением не имеют фазового центра, и их фазовая диаграмма отличается от сферической. Знание фазовой диаграммы антенны требуется при разработке систем, в которых определение расстояний и угловых координат основывается на измерении разности фаз колебаний, принимаемых антеннами, обычно разнесенными в пространстве.

Измерение фазовой диаграммы должно производиться на полигонах, свободных от отражающих предметов и сооружений. Антенны(исследуемая и вспомогательная) должны помещаться на вышках, чтобы отражения от земли не влияли на результаты измерений. При исследованиях малых антенн в лабораторных условиях желательно, чтобы измерения проводились в безэховой камере.

Схема измерений фазовой диаграммы приведена на рис. 11.2. Исследуемая антенна вращается, а измерительная неподвижна. На фазометр подаются колебания от вспомогательной антенны, принимающей волны, распространяющиеся от испытуемой антенны и несущие информацию о ее фазовой диаграмме, а также опорные колебания, подаваемые по кабелю от генератора, питающего испытуемую антенну. Фаза опорного колебания не зависит от характеристик испытуемой антенны, а фаза колебаний от вспомогательной антенны зависит от них и изменяется при повороте испытуемой антенны (в том случае, если ось вращения не проходит через ее фазовый центр или у антенны нет фазового центра).

Измерения распределения фазы в ближней зоне антенны производятся по той же схеме, за исключением того, что вместо вспомогательной антенны используется миниатюрный зонд, вносящий минимальные искажения в амплитудно-фазовое распределение на раскрыве антенны.

11.4. Измерение поляризационной характеристики антенны

Для измерения поляризационных характеристик обычно используют линейно поляризованную вспомогательную антенну (симметричный линейный вибратор, открытый конец волновода, рупор), которую вращают таким обра-

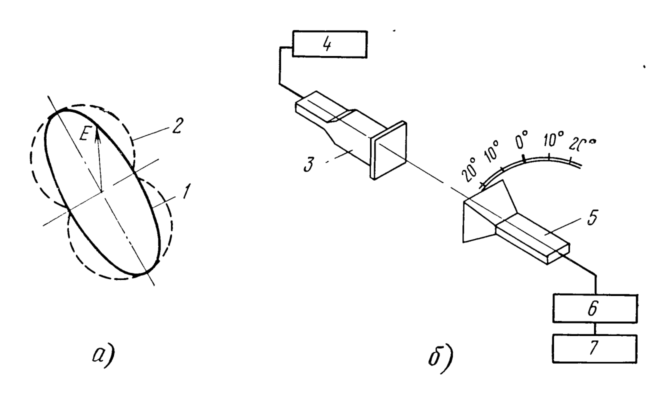


Рис. 11.3. Измерение поляризационных характеристик излучения антенны:

а — поляризационный эллипс и поляризационная диаграмма; *б* — схема установки для измерения поляризационной диаграммы; *1* — поляризационный эллипс; *2* — поляризационная диаграмма; *3* — антенна с вращающейся поляризацией (испытуемая антенна); *4* — высокочастотный генератор; *5* — механически вращаемая вспомогательная (измерительная) антенна линейной поляризации; *6* — приемник высокочастотных колебаний; *7* — индикатор

зом, чтобы вектор ее поляризации был всегда перпендикулярен направлению распространения волны от испытуемой антенны с вращающейся поляризацией. В каждой ориентации вибратора (или другой линейно поляризованной антенны) наводимая в нем ЭДС будет пропорциональна максимальной проекции на вибратор вращающегося вектора электрического поля. Поэтому самописец, подключенный к выходу вспомогательной антенны, запишет неполяризационный эллипс, показанный сплошной линией на рис. 11.3,*а*, а так называемую поляризационную диаграмму (штриховая линия). В том случае, когда измеряемая антенна излучает волну линейной поляризации, поляризационная диаграмма вырождается в восьмерку. Как видно из приведенного рисунка, по измеренной поляризационной диаграмме можно легко построить поляризационный эллипс. Коэффициент равномерности, равный отношению малой оси поляризационного эллипса к большой его оси, можно определить из поляризационной диаграммы. Из нее можно также найти наклон большой оси поляризационного эллипса по отношению, например, к плоскости горизонта.

Однако по поляризационной диаграмме нельзя определить направление вращения вектора электрического поля (в том случае, если оно не очевидно из конструкции и схемы измеряемой антенны). Для того чтобы выяснить направление вращения, следует сравнить прием на две идентичные антенны круговой или эллиптической поляризации, единственное отличие которых состоит в том, что направление вращения вектора поля, создаваемого ими в режиме передачи, противоположно. Такими антеннами могут быть, например, спиральные антенны с противоположным направлением намотки витков спирали.

Упрощенная схема измерения поляризационных характеристик приведена на рис. 11.3,*б*.

Поляризационные измерения излучения коротковолновых и средневолновых антенн целесообразно проводить облетом. Для этого при использовании буксируемого самолетом контейнера с аппаратурой применяют вертикально, наклонно и горизонтально поляризованные диполи.

11.5. Исследование антенн на моделях

Трудности, которые встречаются при измерениях электрических характеристик антенн больших размеров, можно преодолеть, если заменить исследуемую антенную систему ее моделью, уменьшенной в несколько раз, и проводить измерения на длине волны, уменьшенной во столько же раз.

Моделирование находит также свое применение при проектировании антенн, когда возникает необходимость проверить результаты расчета непосредственным измерением. В ряде случаев, если расчеты очень сложны, как, например, ненаправленных антенн на летающих объектах (самолетах, ракетах, спутниках и т. п.), когда возбуждается корпус летательного аппарата и все его внешние конструкции, измерения на моделях позволяют сравнительно просто определить диаграмму направленности, КНД и поляризацию бортовой антенны.

Измерения диаграмм направленности на моделях основаны на электродинамическом подобии геометрически подобных систем. Если геометрические размеры натуральной антенны уменьшить в n раз, то для соблюдения электродинамического подобия длина волны должна быть также уменьшена в n раз, а проводимость всех проводников антенны должна быть увеличена в n раз.

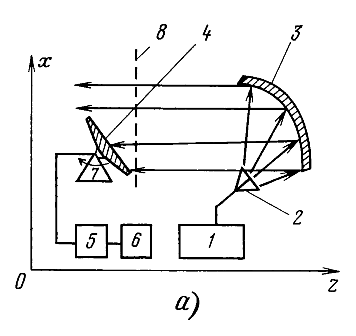
Для точной имитации изолирующих материалов следует в модели применять диэлектрики с более высокой проводимостью, однако если в оригинале используются диэлектрики высокого качества, имеющие малую проводимость и диэлектрические потери, то при переходе к модели можно, не внося существенных ошибок в измерения, выполнять изоляторы из материала оригинала.

Вследствие высокой проводимости применяемых в натуральных антеннах (оригиналах) металлов, таких как медь, серебро, латунь, алюминий, олово, сталь и др., точно удовлетворить требование многократного увеличения проводимости металлов в модели практически невозможно. Однако если в модели применить такой металл, как, например, медь, то ошибка в результатах измерений будет меньше ошибок измерительной аппаратуры.

К измерению входных сопротивлений и КПД на моделях следует подходить осторожно, поскольку моделировать потери значительно труднее, чем распределять токи и заряды. Поэтому при оценке активных составляющих входных сопротивлений по результатам измерений на моделях возможны значительные ошибки. Чтобы их уменьшить, следует строго соблюдать условия подобия по проводимости металлов и потерь в диэлектриках во всех элементах модели.

11.6. Измерение характеристик антенн в ближней зоне

При измерениях параметров антенн в дальней зоне, как отмечалось, необходимо испытуемую антенну и вспомогательный источник электромагнитных волн разнести на такое расстояние, на котором фазовый фронт волны, падающей от источника на антенну, можно было бы считать плоским на ее раскрыве. Для современных остронаправленных антенн это расстояние может составлять тысячи, а иногда десятки тысяч метров. При этом не исключаются ошибки, связанные с отражением от поверхности земли местных и удаленных отражающих предметов. Для создания компактных испытательных полигонов и исключения отражений от земли все чаще применяют измерения характерис-



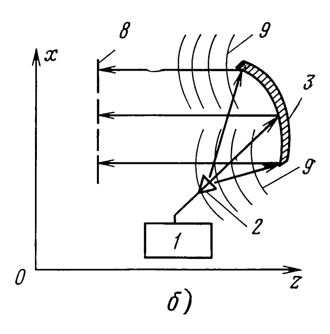


Рис. 11.4. Коллиматорный метод измерений:

а — структурная схема коллиматорной измерительной установки; *б* — волны, распространяющиеся от коллиматора; *1* — высокочастотный генератор; *2* — облучатель коллиматора; *3* — зеркало (отражатель) коллиматора; *4* — испытуемая антенна; *5* — приемник; *6* — регистрирующее устройство; *7* — поворотное устройство; *8* — плоский фронт волны от коллиматора; *9* — цилиндрические волны от кромок зеркала коллиматора

тик антенн в ближней зоне их излучения. Среди методов измерения характеристик антенн в ближней зоне следует выделить четыре основных: коллиматорный, голографический, коммутационный и перефокусировки.

Коллиматорный метод измерений. Он основан на создании поля вспомогательного источника электромагнитных волн, близкого к полю плоской волны, с помощью близко расположенной от испытуемой антенны вспомогательной антенны-коллиматора, размеры которой превышают размеры испытуемой антенны. В качестве коллиматора, как правило, используют зеркальные антенны, хотя могут быть использованы и другие типы антенн: линзовые, рупорные, антенные решетки и др. Обычно размеры коллиматора в 3—4 раза превышают размеры испытуемой антенны, что обусловлено требованиями к плоскостности и однородности поля коллиматора в пределах раскрыва испытуемой антенны.

Диаграмма направленности антенны обычно измеряется в процессе механического вращения антенны в поле коллиматора, аналогично тому, как это делается при измерениях диаграммы в дальней зоне. Расстояние между зеркалом коллиматора и антенной выбирается так, чтобы антенна находилась за фокальной плоскостью коллиматора и не затеняла зеркало от его облучателя. В качестве коллиматора применяют несимметричную вырезку из зеркального параболоида вращения с облучателем, расположенным так, чтобы он не затенял зеркало коллиматора (рис. 11.4,*а*).

Поле коллиматора представляет собой сумму плоской волны, распространяющейся от отражателя, и неплоских волн (в двумерном случае — цилиндрических), создаваемых кромками отражателя коллиматора (рис. 11.4,*б*). Волны, распространяющиеся от кромок коллиматора, нарушают плоскостность фазового фронта и однородность волны, отраженной от зеркала коллиматора, что приводит к погрешностям измерений характеристик испытуемой антенны. Поэтому желательно применять облучатели коллиматоров со сравнительно узкой диаграммой направленности, так чтобы уровень поля, падающего на кромку зеркала коллиматора, был минимальным. При этом увеличивается неравномерность облучения зеркала коллиматора и, следовательно, неравномерность поля, падающего на испытуемую антенну.

Коэффициент усиления испытуемой антенны можно измерить, сравнивая уровни сигналов от испытуемой антенны (в направлении ее максимального приема) и эталонной (с известным коэффициентом усиления), находящейся в поле того же коллиматора.

Достоинством коллиматорного метода является простота его реализации по сравнению с другими методами измерений в ближней зоне.

Голографический метод измерений. Зная амплитудно-фазовое распределение по раскрыву испытуемой антенны, можно рассчитать ее характеристики в любой точке пространства. Непосредственное измерение амплитудно-фазового распределения поля антенны представляет собой довольно сложную задачу, так как, во-первых, внесение измерительного зонда в раскрыв антенны приводит к сильному взаимному влиянию между зондом и антенной, что, в свою очередь, ведет к искажению поля антенны и, следовательно, к погрешностям измерений, во-вторых, возникают и чисто технические сложности таких измерений, препятствующие измерениям непосредственно в раскрыве испытуемой антенны.

Затруднения возникают, например, в тех случаях, когда антенна закрыта обтекателем и необходимо измерить ее характеристики, не снимая его.

Зная распределение амплитуды и фазы поля на любой замкнутой поверхности, окружающей антенну, можно определить поле этой антенны в любой точке внешнего пространства. Поэтому, измеряя поле на некоторой поверхности, находящейся вблизи от испытуемой антенны, можно определить ее характеристики по измеренным данным.

Возможна запись распределения ближнего поля на оптическом транспаранте с последующим восстановлением изображения поля в дальней зоне с помощью преобразования ближнего поля в оптической схеме. Однако из-за сложности создания больших оптических транспарантов и в связи с развитием вычислительной техники наибольшее распространение приобрел амплифазометрический метод, который реализуется измерением амплитуды и фазы ближнего поля антенны в точках, лежащих на некоторой поверхности, называемой поверхностью сканирования. Сканирование измерительного зонда осуществляется механически. Зонд имеет малые размеры и представляет собой слабонаправленную антенну. Как правило, на практике используются только три вида поверхностей сканирования: сферическая, цилиндрическая и плоская. Это обусловлено простотой кинематических схем образования поверхности сканирования и сравнительной легкостью обработки данных измерений.

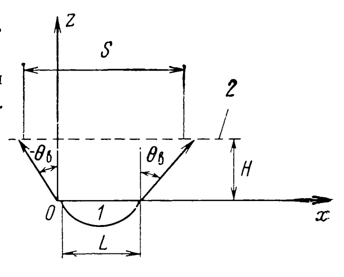
При сферической поверхности сканирования, используемой, как правило, либо для измерения слабонаправленных антенн, либо для определения характеристик антенн в широком пространственном секторе углов, зонд остается неподвижным, а антенна вращается вокруг своего центра в пространстве.

При цилиндрической поверхности сканирования, используемой для измерения слабонаправленных антенн в одной плоскости либо для определения диаграммы направленности в широком секторе углов в одной плоскости, поверхность сканирования обычно образуется периодическим перемещением зонда вдоль отрезка одной прямой, являющейся образующей цилиндра, при различных угловых положениях антенны.

При планарных измерениях, т. е. при плоской поверхности сканирования, зонд перемещается вблизи неподвижной антенны по двум координатам, образуя либо прямоугольную, либо радиальную сетку отсчетов поля.

Рис. 11.5. Определение поверхности сканирования:

1 — испытуемая антенна; *2* — поверхность сканирования



Для остронаправленных антенн необходимо знать диаграмму в сравнительно узком пространственном секторе углов, прилежащих к направлению ее максимального излучения или приема. В этом случае наиболее целесообразным представляется применение плоской поверхности сканирования, преимуществом которой является простота кинематических схем перемещения зонда. Принципиальных различий в методике для различных форм поверхностей сканирования нет, и поэтому для простоты рассуждений рассмотрим лишь плоскую поверхность сканирования.

Размеры поверхности сканирования выбираются с учетом осуществления перехвата электромагнитных колебаний, распространяющихся от антенны в угловом секторе, в котором необходимо определить ее диаграмму. Если этот сектор составляет величину $\pm\theta_в$ от нормали к раскрыву антенны, то из геометрических соображений размер S поверхности сканирования (рис. 11.5) будет примерно $S \approx L + 2H \operatorname{tg} \theta_в$, где L — размер испытуемой антенны; H — расстояние от антенны до поверхности сканирования.

Для увеличения точности определения диаграммы антенны размеры поверхности сканирования выбирают несколько большими, чем вычисленные по приведенной формуле. Пространственный шаг Δx измерения, т. е. расстояние между двумя соседними точками поверхности сканирования, в которых происходит измерение амплитуды и фазы ближнего поля, выбирают исходя из требуемой точности определения диаграммы антенны в секторе углов, и обычно он равен от половины длины волны до длины волны. Следует отметить, что чем шире сектор углов, в котором необходимо определить диаграмму, тем меньше должен быть шаг зондирования при заданной точности определения значений диаграммы. Шаг зондирования $\Delta x \leqslant \lambda/2$ позволяет полностью исключить погрешность определения диаграммы, обусловленную пространственной дискретностью измерений. Однако выбор шага зондирования следует производить исходя из противоречивых требований к точности определения диаграммы и минимизации числа измерений. Последнее определяет время измерений и обработки информации, объем памяти ЭВМ. необходимый для хранения данных измерений ближнего поля.

Расстояние H (см. рис. 11.5) между испытуемой антенной и поверхностью сканирования желательно выбирать минимальным, так как при этом уменьшаются продольные (вдоль оси oz) и поперечные размеры измерительной установки, а также время и число измерений. Однако это расстояние H ограничивается тем, что при малых его значениях зонд вносит искажения в поле испытуемой антенны, что приводит к дополнительным погрешностям измерений. Обычно это расстояние при планарных измерениях бывает от нескольких единиц до нескольких десятков длин волн.

Измерив амплитуду и фазу поля на плоской поверхности сканирования, можно рассчитать диаграмму направленности таким же образом, как рассчитывается множитель антенной решетки из элементов, расположенных в точках измерений и имеющих амплитуды и фазы, равные амплитудам и фазам ближнего поля. Для ускорения расчета на ЭВМ используют алгоритмы так называемого быстрого преобразования Фурье, позволяющие сильно сократить время расчета диаграммы антенны. На точность определения диаграммы оказывают влияние погрешности измерительной аппаратуры, ошибки выведения зонда в заданную точку, отражения от стен безэховой камеры, в которой должны производиться измерения, отражения от элементов конструкции установки и т. д.

Для подавления отражений применяют остронаправленные зонды, однако при этом уменьшается область углов, в которой возможно точное определение диаграммы, так как зонд играет роль пространственного фильтра. Для той же цели проводят измерения поля на нескольких поверхностях сканирования, расположенных на различных расстояниях от антенны. При соответствующей обработке данных можно уменьшить погрешности, вносимые отраженными полями.

Коэффициент усиления антенны при амплифазометрическом методе можно определить, сравнивая расчетные уровни диаграмм направленности эталонной и испытываемой антенн в направлениях их максимального излучения. Для этого следует произвести измерения ближнего поля около эталонной антенны.

Амплифазометрический метод. Этот метод сложнее в реализации, чем коллиматорный: он требует наличия подвижного зонда, измерителя амплитуд и фаз, применения ЭВМ для хранения и обработки информации. Его преимущества состоят в возможности достаточно быстрого определения объемной диаграммы направленности, выявлении дефектов распределения амплитуд и фаз в раскрыве антенны, соответствии амплитудно-фазового распределения расчетному и т. д.

Коммутационный метод измерений. Этот метод применим только для управляемых антенных решеток и используется для измерения характеристик фазированных антенных решеток. Суть метода состоит в том, что, изменяя фазовые состояния элементов фазированной решетки во времени (модулируя их) по какому-либо алгоритму и регистрируя выходной сигнал с фазированной антенной решетки, облучаемой неподвижной антенной, находящейся в ближней зоне решетки, можно определить амплитудно-фазовое распределение по раскрыву решетки, а затем рассчитать ее диаграмму направленности и другие характеристики.

Преимущество коммутационного метода — отсутствие механически перемещающегося зонда. Однако этот метод не дает возможности измерить реальное амплитудно-фазовое распределение из-за ошибок, возникающих в фазовращателях и системе управления лучом при модуляции фазы.

Метод перефокусировки (или фокусировки). Он заключается в том, что амплитудно-фазовое распределение поля антенны перестраивается так, чтобы распределение ее поля по какой-либо поверхности вблизи антенны было бы подобно распределению поля неперестроенной антенны в дальней зоне.

По антенне стараются создать амплитудно-фазовое распределение, компенсирующее нелинейность фазового и неравномерность амплитудного распре-

делений поля от слабонаправленного облучателя, находящегося в ближней зоне так, чтобы получить реакцию на выходе измерительной антенны такую же, как при падении на нее плоского фронта волны.

Метод перефокусировки применяется для наиболее легко перестраиваемых антенн — зеркальных и антенных решеток. В первом случае перестройка производится выносом облучателя из фокуса, а во втором — управлением фазой и амплитудой (если есть такая возможность) излучающих элементов.

Следует отметить, что даже при возможности создания любого требуемого амплитудно-фазового распределения по раскрыву антенны нельзя получить распределение поля в ближней зоне, тождественное полю в дальней зоне, что, естественно, увеличивает погрешность этого метода. Такое распределение можно получить для измерения диаграммы направленности в одном фиксированном направлении, но тогда измерение всей угловой диаграммы направленности усложняется, так как антенну придется перенастраивать для каждого измеряемого направления.

Наиболее сильно ограничивает применение метода перефокусировки невозможность произвольной перестройки антенн. В зеркальных антеннах это ограничивается лишь геометрическим смещением облучателя, а в антенных решетках — взаимной связью излучающих элементов. Кроме того, любая регулировка амплитудно-фазового распределения приводит к перераспределению случайных ошибок, что ведет к различию между измеряемой и истинной диаграммами направленности.

Приложение 1. СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ ПО РАДИОЧАСТОТНЫМ ЛИНИЯМ ПЕРЕДАЧИ

Волновое сопротивление воздушной двухпроводной линии (см. рис. 2.3) при условии $D \gg d$ определяется выражением

$$Z_0 = 276 \lg\left(\frac{2D}{d}\right).$$

Волновое сопротивление концентрического фидера (см. рис. 2.4,*а*)

$$Z_0 = \frac{138}{\xi} \lg \frac{D}{d},$$

где ξ — коэффициент уменьшения длины волны; при сплошной диэлектрической изоляции внутреннего пространства фидера: $\xi = \sqrt{\varepsilon_r}$ (ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика).

Волновое сопротивление двухпроводного экранированного фидера (см. рис. 2.4,*б*)

$$Z_0 = \frac{276}{\xi} \lg \left[\frac{2a}{d} \frac{D^2 - a^2}{D^2 + a^2}\right].$$

Коэффициент затухания двухпроводной воздушной линии, если учитывать только потери в активном сопротивлении двух проводов линии, можно рассчитать по формулам

$$\alpha = R_1/2Z_{\text{в}}; \quad R_1 = (1{,}1 \cdot 10^4/r)\sqrt{\mu_r/\sigma\lambda},$$

где R_1 — активное сопротивление двух проводов линии длиной 1 м, Ом/м; r — радиус проводов, мм; μ_r — относительная магнитная проводимость материала проводов; σ — удельная проводимость материала проводов, См/м; λ — длина волны, м.

Коэффициент затухания α получается в неперах на метр; для перевода затухания в децибелы следует помнить, что 1 Нп=8,7 дБ.

В табл. П.1.1 приведены параметры некоторых радиочастотных кабелей. В этой таблице буквы РК обозначают радиочастотный концентрический, а РД — радиочастотный двухпроводный кабель. Первое число маркировки указывает значение волнового сопротивления, второе — внутренний диаметр экрана (округленно), третье — тип конструкции. Под рабочим напряжением в таблице подразумевается действующее значение напряжения, которое еще не вызывает электрического пробоя в линии.

Таблица П.1.1

Марка кабеля	Число жил и диаметр внутреннего провода, мм	Внутренний диаметр экрана, мм	Наружный диаметр оболочки, мм	Волновое сопротивление, Ом	Коэффициент уменьшения длины волны	Затухание, дБ/м, для разных частот, МГц				Рабочее напряжение, кВ
						10	100	1000	10000	
РК50-9-12	7×0,9	9	12,2	50	1,5	0,01	0,06	0,3	1,1	5
РК75-4-15	1×0,72	4,6	7,3	75	1,5	0,02	0,08	0,4	2	2,5
РК75-9-12	1×1,35	9	12,2	75	1,5	0,01	0,06	0,3	1,0	5
РК75-7-16	7×0,4	7,3	10,3	75	1,5	0,01	0,07	0,4	1,2	3
РД200-7-12	Два провода по 1×0,6	7,3	11,3	200	1,5	—	—	0,09	—	3

Приложение 2.

СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ ПО ВОЛНОВОДАМ

Волноводы изготовляются стандартных размеров для разных участков диапазона волн. В табл. П.2.1 приведены размеры поперечного сечения некоторых стандартных волноводов, рекомендуемых Международной электротехнической комиссией (МЭК), используемых на практике, а также их основные электрические параметры.

Таблица П.2.1

Внутренние размеры, см		$\lambda_{кр}$, см (H_{10})	Диапазон волн, см	Расчетная длина волны, см	Коэффициент затухания, дБ/м	$P_{пред}$, кВт	$P_{доп}$, кВт
a	b						
7,2	3,4	14,4	7,3...13	10	0,02	10000	3000
2,85	1,25	5,7	2,9...5,1	3,2	0,073	1700	500
2,3	1	4,6	2,32...4,1	3,2	0,12	1000	300
1,06	0,43	2,12	1,07...1,9	1,25	0,35	220	70
0,71	0,36	1,42	0,73...1,2	0,8	0,51	125	40

В этой таблице даны расчетные значения коэффициента затухания в медном волноводе ($\sigma = 5,5 \cdot 10^7$ См/м) для средней расчетной волны. Для реальных посеребренных волноводов коэффициент затухания имеет значения больше, чем указанные в таблице, примерно на 60%, а для латунных волноводов — вдвое больше. Предельные (и допустимые) значения мощности рассчитаны также для средней волны диапазона.

Приложение 3.

ВАРИАНТЫ КОНСТРУКЦИЙ ВЕРТИКАЛЬНЫХ ВИБРАТОРОВ

Наименование	Описание	Схема или конструкция
Симметричный вертикальный вибратор с пониженным волновым сопротивлением	В качестве вибратора используют участки оттяжек деревянной или асбоцементной мачты. Питание осуществляется посредством двухпроводного фидера. Для улучшения согласования между фидерной линией и вибратором включают экспоненциальную или многоступенчатую линии	
Несимметричный вертикальный вибратор с пониженным волновым сопротивлением	Провода вибратора натягивают на поперечины, укрепленные на деревянной или асбоцементной мачте. Питание осуществляется коаксиальной линией	
Плоскостной несимметричный вибратор	Проволочное полотно треугольной формы подвешивают на двух заземленных мачта. Питание производится посредством коаксиального кабеля или проволочной коаксиальной линией	
Плоскостной несимметричный вибратор	Проволочное полотно четырехугольной формы подвешивают на одной заземленной мачте и двух заземленных проводах, образующих у верхушки мачты угол 90°	

Список литературы

1. **Беньковский З., Липинский Э.** Любительские антенны коротких и ультракоротких волн: Пер. с польск. — М.: Радио и связь, 1983. — 480 с.
2. **Бунин С. Г., Яйленко Л. П.** Справочник радиолюбителя коротковолновика. — Киев: Техніка, 1984. — 264 с.
3. **Варбанский А. М.** Передающие телевизионные станции. — М.: Связь, 1980. — 328 с.
4. **Жеребцов И. П.** Основы электроники. — 4-е изд., перераб. — Л.: Энергоатомиздат, 1985. — 352 с.
5. **Капчинский Л. М.** Телевизионные антенны. — М.: Энергия, 1979. — 128 с.
6. **Коротковолновые антенны**/Г. З. Айзенберг, С. П. Белоусов, Э. М. Журбенко; Под ред. Г. З. Айзенберга. — М.: Радио и связь, 1985. — 536 с.
7. **Кочержевский Г. Н., Ерохин Г. А., Козырев Н. Д.** Антенно-фидерные устройства. — М.: Радио и связь, 1989. — 352 с.
8. **Нефедов Е. И.** Радиоэлектроника наших дней. — М.: Наука, 1986. — 192 с.
9. **Проблемы** антенной техники/Под ред. Л. Д. Бахраха, Д. И. Воскресенского. — М.: Радио и связь, 1989. — 368 с.
10. **Ротхаммель К.** Антенны: Пер. с нем. — М.: Энергия, 1979. — 320 с.
11. **Сазонов Д. М.** Антенны и устройства СВЧ. — М.: Высшая школа, 1988. — 432 с.
12. **Фрадин А. З.** Антенно-фидерные устройства. — М.: Связь, 1977. — 440 с.
13. **Цыбаев Б. Г., Романов Б. С.** Антенны-усилители. — М.: Советское радио, 1980. — 240 с.
14. **Шур А. А.** Ближний и дальний прием телевидения. — М.: Энергия, 1980.— 80 с.

Оглавление

НАШИМ ЧИТАТЕЛЯМ

Издательство «Радио и связь» книги не высылает. Литературу по вопросам радиоэлектроники и радиолюбительства можно приобрести в магазинах научно-технической книги:

111024, Москва, шоссе Энтузиастов, 24/43, магазин № 15
197198, Санкт-Петербург, ПС, Большой пр., 34, магазин № 55
700070, Ташкент, ул. Шота Руставели, 43, магазин № 21
226050, Рига, бул. Падомью, 17, магазин «Гайсма»
634032, Томск, ул. Нахимова, 15/1, магазин № 2
503000, Нижний Новгород, пр. Гагарина, 110, магазин № 9
630091, Новосибирск, Красный пр., 60, магазин № 7 «Техническая книга»
443090, Самара, ул. Советской Армии, 124, магазин № 16 «Техническая книга»
173016, Новгород, Ленинградская ул., 13, магазин № 2 «Прометей»

МРБ

Антенны

Издательство «Радио и связь»